

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2002-359542

(43)Date of publication of application : 13. 12. 2002

(51)Int. CI.

H03H 9/64

H03H 9/145

H03H 9/25

H03H 9/72

H04B 1/50

(21)Application number : 2002-
025775

(71)Applicant : HITACHI MEDIA
ELECTRONICS CO LTD

(22)Date of filing :

01. 02. 2002

(72)Inventor : HIKITA MITSUTAKA
SHIBAGAKI NOBUHIKO
MATSUURA NAOKI
YOKOYAMA KAZUYUKI
MATSUDA SHIGEKI

(30)Priority

Priority
number :

2001101003

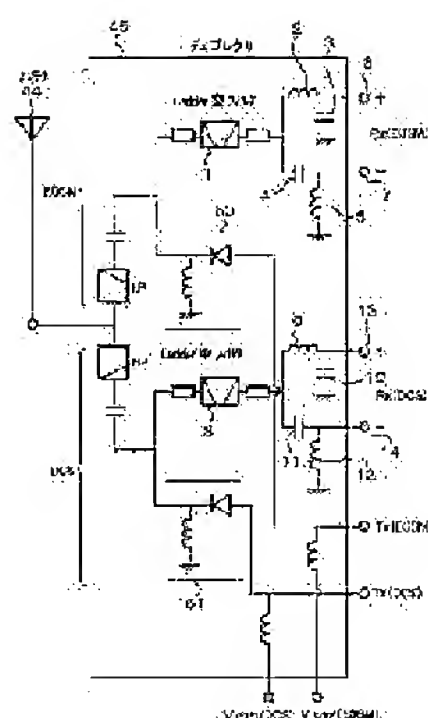
Priority
date :

30. 03. 2001

Priority
country :

JP

(54) HIGH-FREQUENCY FILTER, HIGH-FREQUENCY CIRCUIT, ANTENNA DUPLEXER,
AND RADIO TERMINAL



(57) Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide a high-frequency filter which can be made small in size.

SOLUTION: This high-frequency filter has a ladder-type resonator filter 16, where a plurality of first surface acoustic wave resonators or film bulk resonators are connected in the shape of a ladder circuit, a first terminal and a second terminal 7, a series arm inductance 2 and a parallel arm capacitance 3, which are connected between the ladder-type resonator filter 6 and the first terminal 7, and a series arm capacitance 4 and parallel arm inductance 5 which are connected between the ladder-type resonator filter 16 and the second terminal 7.

LEGAL STATUS

[Date of request for examination] 17.11.2004

[Date of sending the examiner's
decision of rejection]

[Kind of final disposal of
application other than the
examiner's decision of rejection or
application converted registration]

[Date of final disposal for
application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against
examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against
examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

* NOTICES *

JPO and NCIP are not responsible for any damages caused by the use of this translation.

1. This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.
2. **** shows the word which can not be translated.
3. In the drawings, any words are not translated.

CLAIMS

[Claim(s)]

[Claim 1] The ladder form resonator filter which connected two or more 1st surface acoustic wave resonator or 1st film bulk resonator in the shape of a ladder, The serial arm inductance and juxtaposition arm capacity which were connected between the 1st terminal and the 2nd terminal, and said ladder form resonator filter and said 1st terminal, The high pass filter characterized by having the serial arm capacity and the juxtaposition arm inductance which were connected between said ladder form resonator filter and said 2nd terminal.

[Claim 2] It is the high pass filter characterized by grounding each end of said juxtaposition arm capacity and said juxtaposition arm inductance in a high pass filter according to claim 1.

[Claim 3] It is the high pass filter characterized by connecting said the 1st terminal and 2nd terminal to the differential terminal of differential form amplifier or a differential form mixer in a high pass filter according to claim 1 or 2.

[Claim 4] It sets from claim 1 to one high pass filter of the 3 publications, and either [at least] said serial arm inductance or a juxtaposition arm inductance is the passband frequency f_0 of this high pass filter. High pass filter which is the 2nd surface acoustic wave resonator or the 2nd film bulk resonator which has an impedance characteristic as an inductance equivalent, and is characterized by being formed on the same chip as said 1st surface acoustic wave resonator or the 1st film bulk resonator.

[Claim 5] The output signal which consists of a passband frequency f_0 of a filter which passed this high pass filter in one high pass filter of the 4 publications from claim 1 is a high pass filter characterized by amplitude deflection being ± 10 degrees or less mutually mutually [± 1 dB or less and a phase excursion] on the basis of 180 degrees between the 1st terminal and the 2nd terminal.

[Claim 6] In a high pass filter according to claim 3 the output or input resistance of the passband frequency f_0 and angular-frequency $\omega_0 = 2\pi f_0$ of this high pass filter R_{Fil} , the difference input in this frequency band of differential form amplifier or a differential form mixer, or differential output resistance -- R_{Diff} -- carrying out -- said serial arm inductance L^+ And juxtaposition arm inductance L^- ($R_{Fil} - R_{Diff}$) $\pm 20\%$ of $1/2 - \omega_0$, said serial arm capacity C^- - And juxtaposition arm capacity C^+ High pass filter characterized by being $\pm 20\%$ of $(R_{Fil} - R_{Diff}) - 1/2 - \omega_0$.

[Claim 7] It sets to a high pass filter according to claim 6, and they are said R_{Fil} , L^+ and L^- , and C^+ . And C^- - High pass filter characterized by being $L^+ \cdot L^- = R_{Diff} / (2\omega_0) \pm 20\%$, and $C^+ \cdot C^- = 2 / (R_{Diff} \text{ and } \omega_0) \pm 20\%$ $2 R_{Fil} = R_{Diff} / 2 \pm 20\%$.

[Claim 8] The high pass filter characterized by said thing [that it is $2 R_{Fil} \cdot R_{Diff} / 2 = 50 \text{ohm} \pm 20\%$] in a high pass filter according to claim 7.

[Claim 9] The RF circuit where said high pass filter is characterized by being one of high pass filters according to claim 8 from claim 1 in the RF circuit which used the high pass filter for the receiving circuit at least.

[Claim 10] The antenna common machine with which said high pass filter is characterized by being one of high pass filters according to claim 8 from claim 1 in the antenna common machine which makes transmission and reception possible with a single antenna by using a high pass filter for a receiving circuit at least, separating a sending signal and an input signal, sending the sending signal from a sending circuit to an antenna, and sending the input signal from an antenna to a receiving circuit.

[Claim 11] The wireless terminal characterized by said antenna common machine being an antenna common machine according to claim 10 in the wireless terminal equipped with the antenna and the antenna common machine.

[Claim 12] The wireless terminal characterized by for said antenna common machine being an antenna common machine using a high pass filter according to claim 3, and said differential form amplifier or a differential form mixer being some of integrated circuits for a direct conversion method recovery, or integrated circuits for a low intermediate frequency method recovery in a wireless terminal according to claim 11.

[Claim 13] The wireless terminal characterized by the wireless terminal being a mobile radio terminal in a wireless terminal according to claim 11 or 12.

[Translation done.]

* NOTICES *

JPO and NCIP are not responsible for any damages caused by the use of this translation.

1. This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.
2. **** shows the word which can not be translated.
3. In the drawings, any words are not translated.

DETAILED DESCRIPTION

[Detailed Description of the Invention]

[0001]

[Field of the Invention] This invention relates to the wireless terminal using the suitable surface acoustic wave (it abbreviates to SAW Surface Acoustic Wave and the following) resonator filter for a mobile radio terminal or the high pass filter using a film bulk resonator (it abbreviates to FBAR Film Bulk Acoustic Resonator and the following) filter, the RF circuit equipped with the high pass filter, the antenna common machine using the RF circuit, and its antenna common machine.

[0002]

[Description of the Prior Art] At the mobile radio terminal, conventionally, the receiving RF signal was once changed into the comparatively high intermediate frequency, and the heterodyne method to which it restores through amplifier, a filter, etc. further has been used. In recent years, the direct conversion recovery method and the low intermediate frequency recovery method are examined by the dual band terminal and the code division multiple access CDMA (Code Division Multiple Access) terminal for simplification of high frequency (RF) circuitry.

[0003] Generally, by said direct conversion recovery method or the low intermediate frequency recovery method, the low noise amplifier (it abbreviates to LNA Low Noise Amplifier and the following) of a differential form (differential) and the mixer (it abbreviates to Mix. Mixer and the following) of a differential form are used. However, the former, a high pass filter or an antenna common machine, said LNA, or Mix. It is seldom taken into consideration about connection. For example, in order to take out the receiving system output of an antenna common

machine from the filter to build in direct picking, it is a single end form, and it is said differential form LNA or differential form Mix. In between, a mismatch arises.

[0004] It is considered to be the most general technique to use the balance-imbalance conversion circuit constituted from a distributed constant track as shown for canceling this at drawing 1. It is $\lambda/4$ coupler with which an imbalance input terminal consists in 41 in drawing, and a balance output terminal and 43 consist of a microstrip line of quadrant wavelength in 42.

[0005] However, in order that this conversion circuit may consider a quadrant wavelength ($\lambda/4$) track as a basic configuration, its volume is large and it is a big problem to the miniaturization of the whole RF circuit. There are Product Hotline Magazine Vol.34 2000.1 P17-22 as reference with which the balance-imbalance conversion circuit was indicated.

[0006]

[Problem(s) to be Solved by the Invention] This invention solves the trouble that the trouble accompanying connection with the differential form LNA, differential form Mix. and the high pass filter, or antenna common machine introduced by the near direct conversion recovery method adopted widely in the future and the low intermediate frequency recovery method, i.e., the volume, is large, and the whole RF circuit becomes large-sized.

[0007] Moreover, this invention offers other different methods from a balance-imbalance conversion circuit in order to satisfy the specification of GSM regulation 05.05 which is the specification of GSM.

[0008]

[Means for Solving the Problem] Generally, what made subordination connection of the dielectric resonator has been used for the antenna common machine for mobile radio terminals as a receiving system filter or a transmitting system filter. Especially in this invention, the microminiaturization of a high pass filter was attained by using the ladder form FBAR filter which connected within the chip two or more ladder form SAW resonator filters which connected two or more SAW resonators to the receiving system filter in the shape of a ladder within the SAW chip, or FBAR filters in the shape of a ladder.

[0009] Next, it considers as the 1st receiving system output terminal of an antenna common machine through a serial arm inductance and the juxtaposition arm capacity to a ground from the output terminal of said ladder form SAW resonator filter or a ladder form FBAR filter (both are hereafter abbreviated to a ladder form resonator filter collectively).

It considers as the 2nd receiving system output terminal of an antenna common machine through serial arm capacity and the juxtaposition arm inductance to a ground from the same output terminal of a ladder form resonator filter. Moreover, the latter differential form LNA or latter differential form Mix. The value of said serial arm inductance and a juxtaposition arm inductance, serial arm capacity, and juxtaposition arm capacity is set to a specific value based on an input impedance and the output impedance of a ladder form resonator filter.

[0010] It becomes the specification with which this is satisfied of the specification of said GSM, and in the passband frequency of a ladder form resonator filter, with said 1st and 2nd terminals, mutually, the amplitude deflection of an output signal can realize **1dB or less on the basis of 180 degrees, and a phase excursion can realize **10 degrees or less. Therefore, the differential form LNA or differential form Mix. of an antenna common machine and the latter part Series connection is made possible. Moreover, this configuration is similarly realized about a mere ladder form resonator filter simple substance.

[0011]

[Embodiment of the Invention] Hereafter, this invention is explained using a concrete operation gestalt. GSM adopted as drawing 2 in 50% or more of the world which makes Europe a subject (Global System for Mobile Communications) The cellular-phone system of the base, i.e., EGSM (Extended GSM) and DCS (Digital Communications System), The example of a frequency band is shown. In EGSM, in the case of 925-960MHz and DCS, transmit frequencies (fT) are served as to 1710-1785MHz, and, in 880-915MHz and received frequency (fR), received frequency (fR) serves as [transmit frequencies (fT)] a 1805-1880MHz frequency band in the example of this drawing. At the latest terminal, the dual band terminal which copes with both the frequencies of EGSM and DCS at a single terminal has also appeared. The example of the dual band terminal with which the operation gestalt of this invention mentioned later can also cope with both the frequencies of EGSM and DCS is shown.

[0012] An example of the block diagram which the dual band terminal simplified to drawing 3 is shown. The analog front end which 44 in drawing equipped with the antenna and the conversion function in which in 45 a receiving circuit and 47 change an analog signal into a sending circuit, and an antenna common machine and 46 change 48 into a digital signal, and 49 are the baseband system signal-processing sections equipped with data memory, a controller, etc., and have joint relation as shown in drawing.

[0013] In order to treat the RF signal of a 900MHz band and a 1.8GHz

band, generally a circuit is complicated and a scale becomes large. Various new circuit systems are proposed for the miniaturization of a terminal. The OPLL (Offset Phase Lock Loop) modulation technique adopted by the transmitting system is a voltage controlled oscillator VCO (Voltage Controlled Oscillator) by the output of a PLL circuit. Direct modulation is added. Thereby, the circuitry of a transmitting system can be simplified sharply.

[0014] On the other hand, about a receiving system, DC (Direct Conversion) recovery method and the low IF recovery method which do not use the conventional IF (Intermediate Frequency: intermediate frequency) are beginning to be examined. The block diagram at the time of using DC recovery method for an OPLL modulation technique and a receiving system is shown in a transmitting system at drawing 3 .

[0015] The scale will become quite big if one chip realizes high frequency IC which generally adopted the aforementioned strange recovery method. in order [moreover,] to treat the signal of both a 900MHz band and a 1.8GHz band within a chip -- the cross talk between signal lines -- moreover -- especially -- a receiving system -- noise (Common mode noise) from the ground of a chip It is necessary to stop as much as possible. To the latter, by making all signals into a differential form shows that effect of common mode noise is made very small in the circuit of a receiving system. Therefore, it is necessary to think that all circuits consist of differential forms by the receiving system of the block diagram shown in drawing 3 .

[0016] The antenna common machine (Antenna Duplexer) 45 of drawing 3 makes transmission and reception possible with the single antenna 44, when a sending signal and an input signal are separated, the sending signal from a sending circuit 47 is sent to an antenna 44 and it sends the feeble input signal from an antenna 44 to a receiving circuit 46. Moreover, with the antenna common vessel for dual bands, separation of the signal of a 900MHz band and a 1.8GHz signal is also performed. Generally, an antenna common machine can be radically miniaturized by using a ladder form resonator filter, although constituted using the filter which combined the dielectric resonator.

[0017] However, as these filters are shown concretely later, a signal output is one single end form to a ground. Therefore, the antenna common machine constituted using these filters cannot serve as a single end form, either, and a receiving system output terminal cannot carry out direct continuation to differential form RF IC of said receiving system. This invention makes this direct continuation possible.

[0018] Drawing 4 is the block diagram of the antenna common machine for

dual bands concerning the operation gestalt 1 of this invention. As shown in drawing, the antenna common machine 45 is equipped with the receiving system of EGSM, and the receiving system of DCS. By the receiving system of EGSM, the output signal from the single end terminal of the ladder form resonator filter 1 in an antenna common machine is outputted to the 1st receiving system output terminal 6 through the serial arm inductance 2 and the juxtaposition arm capacity 3 to a ground. Moreover, it outputs to the 2nd receiving system output terminal 7 through the serial arm capacity 4 and the juxtaposition arm inductance 5 to a ground.

[0019] When the ladder form resonator filter 1 is seen from the 1st and 2nd receiving system output terminals 6 and 7, the form of the circuit between a filter 1, a terminal 6, and 7 is the same, and has a relation of duality mutually. Therefore, as for the signal of delay and the 2nd receiving system output terminal 7, as for the signal of the 1st receiving system output terminal 6, a phase progresses [a phase] compared with the output terminal signal of the ladder form resonator filter 1. The above relation is realized completely similarly [the receiving system of DCS]. 8 -- for juxtaposition arm capacity and 11, as for a juxtaposition arm inductance and 13, serial arm capacity and 12 are [a ladder form resonator filter and 9 / a serial arm inductance and 10 / the 1st receiving system output terminal and 14] the 2nd receiving system output terminal.

[0020] As for the juxtaposition arm capacity 3 and 10 and the juxtaposition arm inductances 5 and 12, the end is grounded as shown in this drawing. In addition, 50 in drawing is the transmitting system switch of EGSM, and 51 is the transmitting system switch of DCS.

[0021] The phase contrast between the signals of said 1st and 2nd receiving system output terminals 6 and 7 becomes settled from the need that the differential form LNA or differential form Mix. connected to the latter part operates normally. Generally, if phase contrast is 90 degrees or more 270 degrees or less, it will function fundamentally as a differential-circuit component. Circuit-consideration and numerical calculation showed that it was always possible to realize phase contrast between the signals of the 1st and 2nd receiving system output terminals 6 and 7 with suitable 90-degree or more value of 270 degrees or less by using said circuitry.

[0022] Therefore, this configuration enables it to carry out direct continuation of the receiving system output terminals 6 and 7 of the antenna common machine 45 to RF (RF-IC) IC 52 with the differential form LNA15 or differential form Mix.18, as shown in drawing 5 and drawing 6 .

Thereby, an unnecessary circumference circuit can be removed sharply.
[0023] Moreover, the circuit 17 just behind the ladder form resonator filter 16 shown in drawing 5 and drawing 6 expresses the matching circuit of the ladder form resonator filter 16, and introduces it if needed.

[0024] the capacity between the electrode fingers of the INTADIJITARU transducer (it omits Interdigital Transducer and Following IDT) from which an SAW filter generally constitutes a filter -- moreover, a FBAR filter becomes capacitive [an I/O impedance] with the inter-electrode electrostatic capacity which counters in many cases. A matching circuit 17 negates this capacity and, generally constitutes it from an inductance in many cases. A modular miniaturization can also be attained by forming this inductance, drawing 5 and the serial arm inductance L+2 of drawing 6 , and the juxtaposition arm inductance L-5 in the module of an antenna common machine in the same process. Moreover, the ladder form resonator filter 16 forms a SAW resonator or FBAR (resonator) in a chip, as shown in drawing 5 and drawing 6 , and it connects it to a ladder (ladder) circuit form.

[0025] A ladder form SAW resonator filter is IEEE. Transaction URUTORASON Ferro EREKU Flake KONTORO The 42nd volume, 495 to 508 term, 1995 (M.) [Hikita, N.Shibagaki, KSakiyama and KHasegawa,] ["Design methodology and experimental results for] new ladder-type SAW resonator coupled filter, "IEEE It is stated to

Trans.Ultrason.Ferroelec.Freq.Contr., vol.UFFC-42, pp.495-508, and 1995.

[0026] A ladder form FBAR filter is a proceeding. OBU IEEE Ultra Sonics Symposium It is stated in 887 to 890 term, and 1999 (J. D.Larson III, SM.R.Ruby, P.Bradley, Y.Oshmyanaky, "A BAW antenna duplexer for the1900MHz PCS band, "in Proc.IEEE Ultrason.Symp.pp.887-890, 1999.).

[0027] As shown in drawing 5 and drawing 6 in the case of this operation gestalt, the high pass filter was constituted by the ladder form resonator filter 16, a matching circuit 17, the serial arm inductance 2, the juxtaposition arm capacity 3, the serial arm capacity 4, and the juxtaposition arm inductance 5, and the receiving system is equipped with this high pass filter even if there are few antenna common machines 45.

[0028] By the configuration of drawing 4 , integrated-circuit RF-IC52 and direct continuation of the direct conversion recovery method which had the antenna common machine 45, the differential form LNA15, or differential form Mix.18 as it indicated drawing 5 and drawing 6 that it explained above, or a low intermediate frequency recovery method become possible, and useless space is deleted. Moreover, the miniaturization of

an antenna common machine module can also be attained by realizing the matching circuit 17, the serial arm inductance 2, or the juxtaposition arm inductance 5 of the ladder form resonator filter 16 in the same process.

[0029] Other operation gestalten of this invention are shown in drawing 7 , drawing 8 , and drawing 9 . The operation gestalt 2 is shown in drawing 7 . It sets in the operation gestalt 1 shown in drawing 4 , and this operation gestalt is SAW resonator 19a and 19b in either [at least] the serial arm inductance 2 or the juxtaposition arm inductance 5. Or FBAR20a and 20b It replaces. This SAW resonator or FBAR has an impedance as an inductance equivalent on the passband frequency f_0 of a receiving system ladder form resonator filter. Furthermore, this resonator is formed in the same chip as said ladder form resonator filter.

[0030] In the case of the operation gestalt 2 shown in drawing 7 , they are the ladder form resonator filter 16, a matching circuit 17, and SAW resonator 19a. Or the high pass filter is constituted by FBAR20a, the juxtaposition arm capacity 3, the serial arm capacity 4, SAW resonator 19b, or FBAR20b.

[0031] Next, the operation gestalt 3 is shown. It sets in the operation gestalt 1 shown in drawing 4 , and the example of drawing 8 is SAW resonator 21a and 21b in either [at least] the serial arm capacity 4 or the juxtaposition arm capacity 3. Or FBAR22a and 22b It replaces. Resonators, such as this, have an impedance as a capacity equivalent on the passband frequency f_0 of a filter. Furthermore, this resonator is formed in the same chip as the ladder form resonator filter 16.

[0032] In the case of the operation gestalt 3 shown in drawing 8 , they are the ladder form resonator filter 16, a matching circuit 17, the serial arm inductance 2, and SAW resonator 21a. Or the high pass filter is constituted by FBAR22a, SAW resonator 21b or FBAR22b, and the juxtaposition arm inductance 5.

[0033] The operation gestalt 4 is shown in drawing 9 . SAW resonator 19a which becomes an inductance equivalent about five with the serial arm inductance 2 and the juxtaposition arm inductance f_0 in the operation gestalt 1 shown in drawing 4 , and 19b Or FBAR20a and 20b SAW resonator 21a which replaces and becomes capacity equivalent about three by the serial arm capacity 4 and the juxtaposition arm capacity f_0 , and 21b Or FBAR22a and 22b It replaces. These resonators are formed in the same chip as the ladder form resonator filter 16.

[0034] In the case of the operation gestalt 4 shown in drawing 9 , they are the ladder form resonator filter 16, a matching circuit 17, and SAW

resonator 19a. Or FBAR20a and SAW resonator 21a Or the high pass filter is constituted by FBAR22a, SAW resonator 21b or FBAR22b, SAW resonator 19b, or FBAR20b.

[0035] Next, it explains that said SAW resonator operates also as a capacity also as an inductance. The SAW resonator 23 is shown in drawing 10 , and the example of FBAR24 is shown in drawing 11 . Drawing 10 forms a reflector 56 in the both sides of IDT55 created on the piezo-electric substrate 54, and constitutes a SAW resonator. Drawing 11 is the thing in which FBAR24 was formed in the upper part of the silicon substrate 57 grade emasculated [resonator / diaphragm-like / piezo-electric / thin film] in the oscillating section by back etching etc., and 58 is an electrode. In addition, each equal circuit is shown in drawing 10 and the left-hand side in drawing of drawing 11 .

[0036] The impedance Z of these resonators is Im at resonance frequency f_r , as shown in drawing 1212 . At $(Z) \rightarrow 0$ and antiresonant frequency f_a , it is Im . It becomes $(Z) \rightarrow \infty$. In Z , on a frequency lower than f_r , Z becomes inductivity (inductive) between capacitive, and f_r and f_a so that drawing 12 R> 2 may show. It becomes capacitive again on a frequency still higher than f_a . A setup of f_r and f_a becomes settled in the repeat pitch of an electrode finger with a SAW resonator, and mainly becomes settled by the thickness of a piezo-electric thin film in FBAR. Therefore, as shown in drawing 7 , drawing 8 , and drawing 9 , the SAW resonator or FBAR which serves as an inductance or capacity equivalent on the passband frequency f_0 of a filter is always realizable.

[0037] Next, L^+ in drawing 5 - drawing 9 , C^+ , L^- , C^- - A value is considered. The circuit to which a phase is generally advanced, and the circuit to delay can be expressed in pi form circuit of drawing 13 and drawing 14 . For example, it is R_{fil} about the resistance which looked at the ladder form resonator filter 16 side as shown in drawing 5 . It is R_{diff} about the resistance which carried out and looked at differential LNA15 side. It carries out. Let pi form circuit of drawing 13 be the circuit which carries out impedance conversion of the 2 R_{fil} to $R_{diff}/2$ by f_0 , and delays 90 degrees of phases. Let pi form circuit of drawing 14 be the circuit to which impedance conversion of the 2 R_{fil} is carried out to $R_{diff}/2$ by f_0 , and 90 degrees of phases are advanced. At such conditions, they are L^+ , C^+ , L^- , and C^- - Uniquely, it does not become settled. However, it is C^+ of drawing 13 further. L of drawing 14 - If the conditions which produce parallel resonance in f_0 are added when parallel connection is carried out, said parameter will be determined as a meaning and will become the following. In addition, ω_0 in a formula is angular frequency.

[0038]

pi form circuit of drawing 13 $R > 3$ and drawing 14 is connected to juxtaposition at the output of the ladder form resonator filter 16 of $L+ = L- = (R_{Fil} - R_{Diff}) / 2 \omega_0$ $C+ = C- = (R_{Fil} - R_{Diff})^{-1} / 2 \omega_0$ drawing 5 , and it considers as the 1st output terminal 6 and 2nd output terminal 7. At f_0 , it is the output resistance R_{Fil} of the ladder form resonator filter 16. Impedance conversion of twice, i.e., the $2 R_{Fil}$, is carried out in each pi form circuit, and it is set to $R_{Diff} / 2$. Furthermore, output resistance is R_{Diff} if a phase takes this etc. out by differential mutually to them, since the output of opposition is obtained by the 1st output terminal 6 and 2nd output terminal 7. It becomes. Moreover, since parallel connection of the $2 R_{Fil}$ is carried out, an input side is R_{Fil} . It becomes. Namely, the output resistance R_{Fil} of the ladder form resonator filter 16 and input resistance R_{Diff} of differential LNA15 It can be made completely in agreement.

[0039] Furthermore, it is $C+$ of drawing 13 and drawing 14 . $L -$ Parallel resonance is carried out by f_0 . At the frequency near f_0 , it is $C+$. $L -$ Since, as for a parallel circuit part, an impedance becomes infinity mostly, even if it removes this parallel circuit part, substantial effect is checking the very small thing. Namely, $C+ L -$ It is drawing 5 which removed the parallel circuit part.

[0040] Moreover, in order to guarantee sufficient engine performance if the variation in high frequency IC 52 etc. is taken into consideration when carrying out direct continuation of the antenna common machine 45 to the differential form LNA15 like drawing 5 , the amplitude deflection during the output of the 1st output terminal 6 and the 2nd output terminal 7 needs to be based ± 1 dB or less on 180 degrees, and a phase excursion bases it ± 10 degrees or less. It turned out that it is necessary to hold down ± 1 dB and each value to $\pm 20\%$ of variation width of face at each value of $L+$ and $C+$ which showed deflection, such as this, previously, $L-$, and $C-$.

[0041] Moreover, when satisfying $2 R_{Fil} = R_{Diff} / 2$, the I/O resistance of drawing 13 and pi circuit of drawing 14 of above R_{Diff} [considering the viewpoint on a circuit design / R_{Fil} and R_{Diff}] corresponds. In this case, a circuit design with the highest precision is possible. Therefore, it is given by $L+ = L- = R_{Diff} / 2 \omega_0$ and $C+ = C- = 2 / (R_{Diff} - \omega_0)$ in this case. Furthermore, in the RF of a GHz band, all measurement machines are 50-ohm systems. With the aforementioned relational expression, by being referred to as $2 R_{Fil} = R_{Diff} / 2 = 50$ ohms, the antenna common machines with a very high precision also including an evaluation system other than a circuit design can be realized, and many

technical problems accompanying the differential form LNA15 or the direct continuation of differential form Mix.18 are solved.

[0042] Although the above argument was explained using drawing 5 , its same is completely said of drawing 6 R> 6 - drawing 9 . Moreover, although the antenna common machine was explained in full detail for the example, even if it is a ladder form SAW resonator filter simple substance or a ladder form FBAR filter simple substance, the same relation is completely realized.

[0043] Next, the operation gestalt 5 is shown. The concrete example of a chip configuration is shown in drawing 15 and drawing 16 . Drawing 16 (b) is a sectional view on the A-A' line of drawing 16 R> 6 (a) in the case where drawing 15 R> 5 used the configuration of drawing 9 for the example, and a ladder form SAW resonator filter and drawing 16 use a ladder form FBAR filter. However, the part related to the SAW filter chip 28 and the FBAR filter chip 29 was expanded and shown directly.

[0044] 25 in drawing is the input terminal of the SAW filter chip 28 and the FBAR filter chip 29, and they are the 1st and 2nd output terminals which 26 and 27 connect with the differential form LNA15 or differential form Mix.18. L+ equivalent on the SAW filter chip 28 and the FBAR filter chip 29 in these examples, C+, L-, C - Although the example altogether constituted from a SAW resonator or FBAR was shown, it is also completely the same as as shown in drawing 7 and drawing 8 R> 8, when forming a part on a chip.

[0045] The operation gestalt 6 is shown in drawing 17 . It is the wide-band code-division multiple access WCDMA using the 2GHz band with which the future service with near drawing 17 is started (Wideband CDMA). It is the case of a ** terminal. In WCDMA, transmit frequencies are $f_T=1920-1980\text{MHz}$ and received frequency is $f_R=2110-2170\text{MHz}$. Moreover, an antenna common machine constitutes a transceiver system using a filter not using a switch for a transmission-and-reception coincidence message. Drawing shows the example which constituted not only a receiving system filter but the transmitting system filter using the ladder form resonator filter.

[0046] In order to carry out direct continuation of the differential form LNA15 to the antenna common machine 45, it dichotomizes using the SAW resonators 21a and 21b (or FBAR(s) 22a and 22b) which are the SAW resonators 19a and 19b (or FBAR(s) 20a and 20b) and juxtaposition arm resonators which are a serial arm resonator from the output terminal of a receiving system ladder form resonator filter, and let each be the 1st receiving system output terminal 6 and the 2nd receiving system output terminal 7.

[0047] Direct continuation of the difference input terminal of differential LNA15 is carried out to the terminals 6 and 7, such as this. Moreover, although the SAW resonators 21a and 21b (or FBAR(s) 22a and 22b) which are the SAW resonators 19a and 19b (or FBAR(s) 20a and 20b) and a juxtaposition arm resonator were shown about the case where it forms in the chip of a ladder form resonator filter, as shown in drawing 5, they may be formed outside a chip, and may combine both like drawing 7 and drawing 8.

[0048] 53 in drawing is the loudspeaker and microphone by which a receiving system high pass filter and 59 were connected to 60, and a transmitting system high pass filter and 61 were connected to the baseband system signal-processing section 49.

[0049] Although said operation gestalt explained the case where a high pass filter (RF circuit) was used for a mobile radio terminal, in addition to this, the high pass filter (RF circuit) concerning this invention is applicable to other terminals, such as a fixed wireless terminal, a satellite communication terminal, and an optical-communication terminal.

[0050]

[Effect of the Invention] As mentioned above, possibility of being introduced in the terminal corresponding to CDMA they are [CDMA] dual band correspondence or a new system like the latest cellular phone as the operation gestalt explained sets to a very high direct conversion recovery method, a low IF recovery method, etc., and this invention is an antenna common machine, the differential form LNA, or differential form Mix. Direct continuation is made possible. By said configuration of this invention, useless space can be reduced sharply. And an extensive improvement can be aimed at also in improvement in design nature, the ease of evaluation, etc.

.....
[Translation done.]

* NOTICES *

JPO and NCIP are not responsible for any damages caused by the use of this translation.

1. This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.
2. **** shows the word which can not be translated.
3. In the drawings, any words are not translated.

DESCRIPTION OF DRAWINGS

[Brief Description of the Drawings]

[Drawing 1] It is the explanatory view of a balance-imbalance conversion circuit.

[Drawing 2] It is drawing showing frequency arrangement of European EGSM and DCS.

[Drawing 3] It is the block diagram of a dual band terminal.

[Drawing 4] It is the block diagram of the antenna common machine for dual bands concerning the operation gestalt 1 of this invention.

[Drawing 5] It is the circuit diagram showing the condition of having carried out direct continuation of the receiving system output terminal of the antenna common machine by this invention to RF IC which has the differential form LNA.

[Drawing 6] It is the circuit diagram showing the condition of having carried out direct continuation of the receiving system output terminal of the antenna common machine by this invention to RF IC which has differential form Mix.

[Drawing 7] It is the circuit diagram showing the condition of having carried out direct continuation of the receiving system output terminal of the antenna common machine concerning the operation gestalt 2 of this invention to RF IC which has the differential form LNA.

[Drawing 8] It is the circuit diagram showing the condition of having carried out direct continuation of the receiving system output terminal of the antenna common machine concerning the operation gestalt 3 of this invention to RF IC which has the differential form LNA.

[Drawing 9] It is the circuit diagram showing the condition of having carried out direct continuation of the receiving system output terminal of the antenna common machine concerning the operation gestalt 4 of this invention to RF IC which has the differential form LNA.

[Drawing 10] It is drawing showing a SAW resonator and its equal circuit.

[Drawing 11] It is drawing showing FBAR and its equal circuit.

[Drawing 12] It is drawing showing the impedance characteristic of a SAW resonator and FBAR.

[Drawing 13] It is drawing showing the equal circuit of pi form.

[Drawing 14] It is drawing showing the equal circuit of pi form.

[Drawing 15] It is drawing showing the chip block diagram of the ladder form SAW resonator filter concerning this invention.

[Drawing 16] It is drawing showing the chip block diagram of the ladder form FBAR filter concerning this invention.

[Drawing 17] It is the example of the antenna common machine for WCDMA and the block diagram of a WCDMA terminal by this invention.

[Description of Notations]

- 1 Eight A ladder form SAW resonator filter or ladder form FBAR filter
- 2 Nine Serial arm inductance
- 3 Ten Juxtaposition arm capacity
- 4 11 Serial arm capacity
- 5 12 Juxtaposition arm inductance
- 6 13 1st receiving system output terminal
- 7 14 2nd receiving system output terminal
- 15 Differential Form LNA
- 16 Ladder Form Resonator Filter
- 17 Matching Circuit
- 18 Differential Form Mix
- 19, 21, 23 SAW resonator
- 20, 22, 24 FBAR
- 25 Input Terminal
- 26 27 Output terminal
- 28 Chip in Which SAW Resonator Filter was Formed
- 29 Chip in Which FBAR Filter was Formed
- 44 Antenna
- 45 Antenna Common Machine
- 46 Receiving Circuit
- 47 Sending Circuit
- 48 Analog Float End
- 49 Baseband System Signal-Processing Section
- 50 Transmitting System Switch of EGSM
- 51 Transmitting System Switch of DCS
- 52 High Frequency Switch
- 53 Receiving System High Pass Filter
- 59 Transmitting System High Pass Filter
- 60 Loudspeaker
- 61 Microphone

.....
[Translation done.]

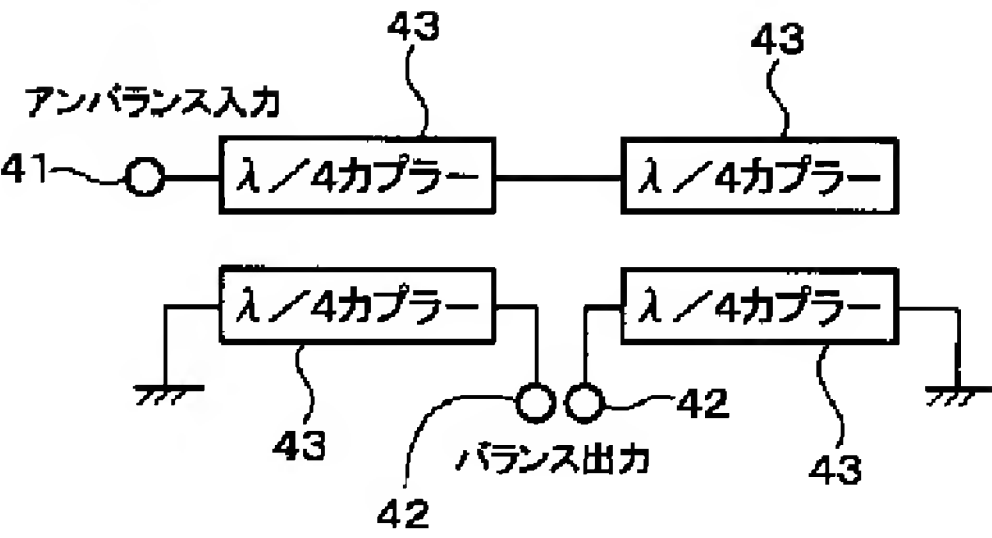
* NOTICES *

JPO and NCIP are not responsible for any
damages caused by the use of this translation.

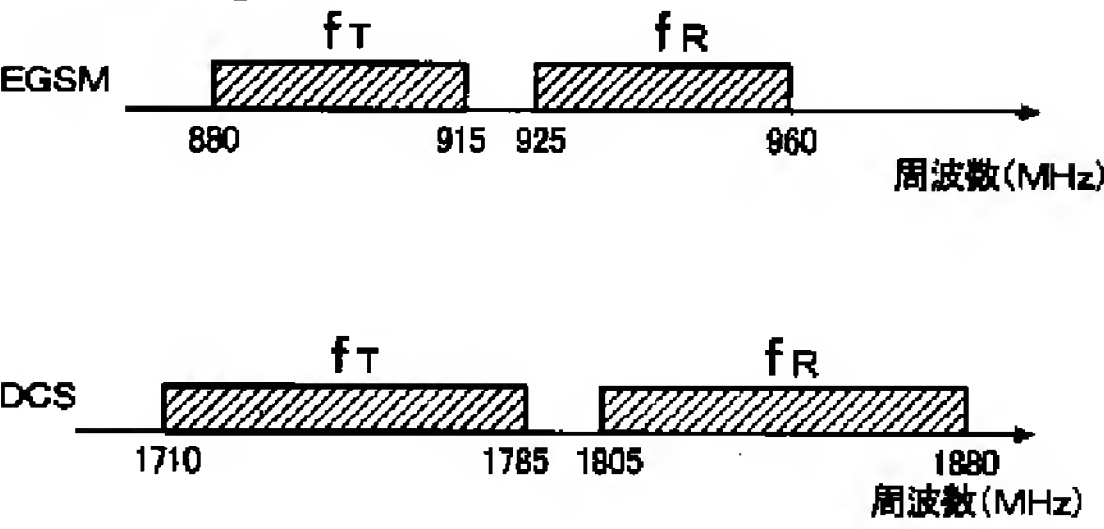
- 1.This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.
- 2.*** shows the word which can not be translated.
- 3.In the drawings, any words are not translated.

DRAWINGS

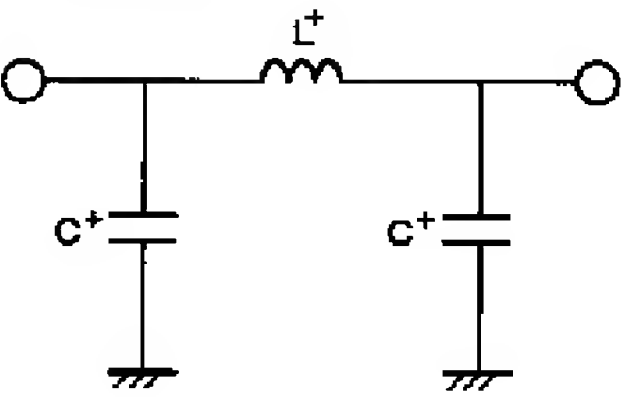
[Drawing 1]



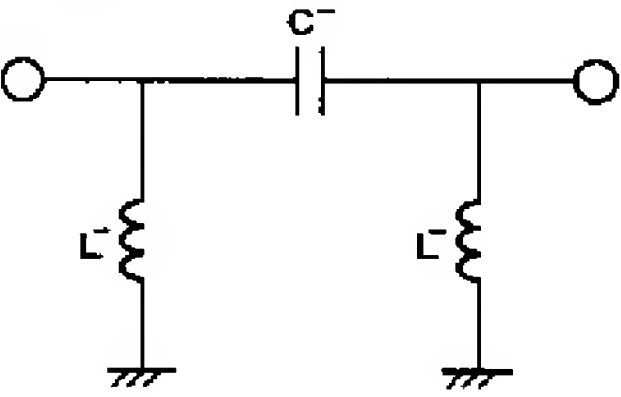
[Drawing 2]



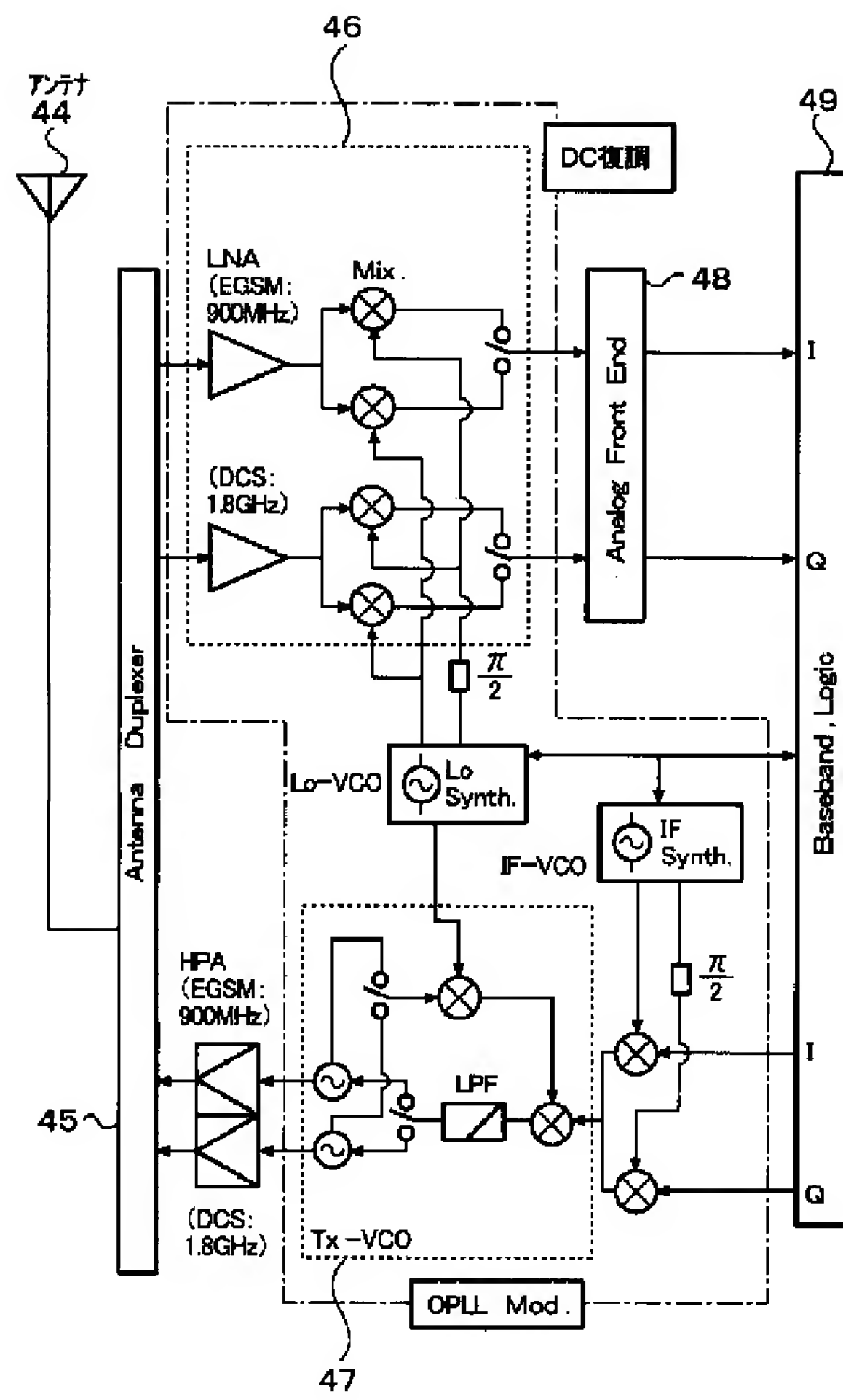
[Drawing 13]



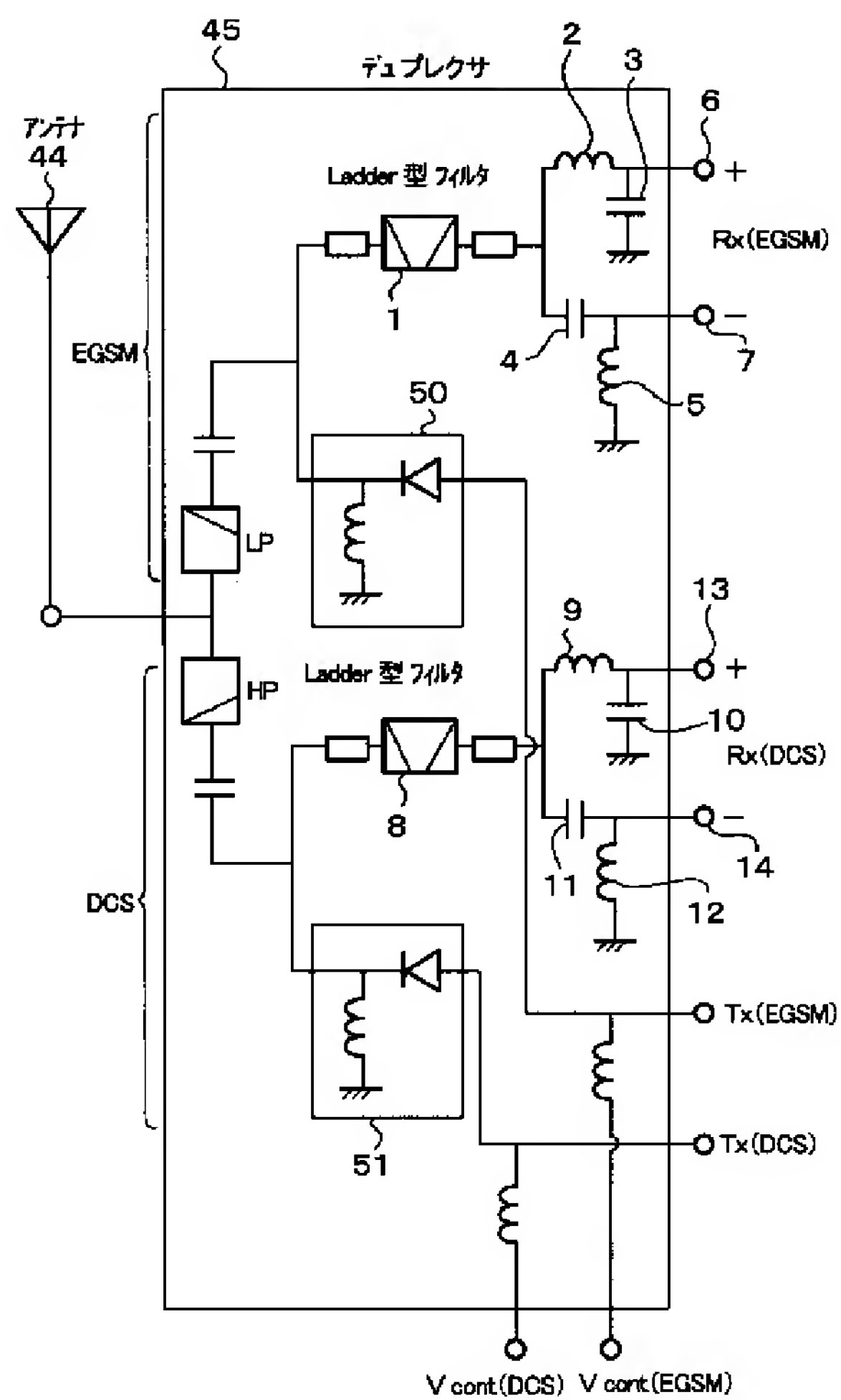
[Drawing 14]



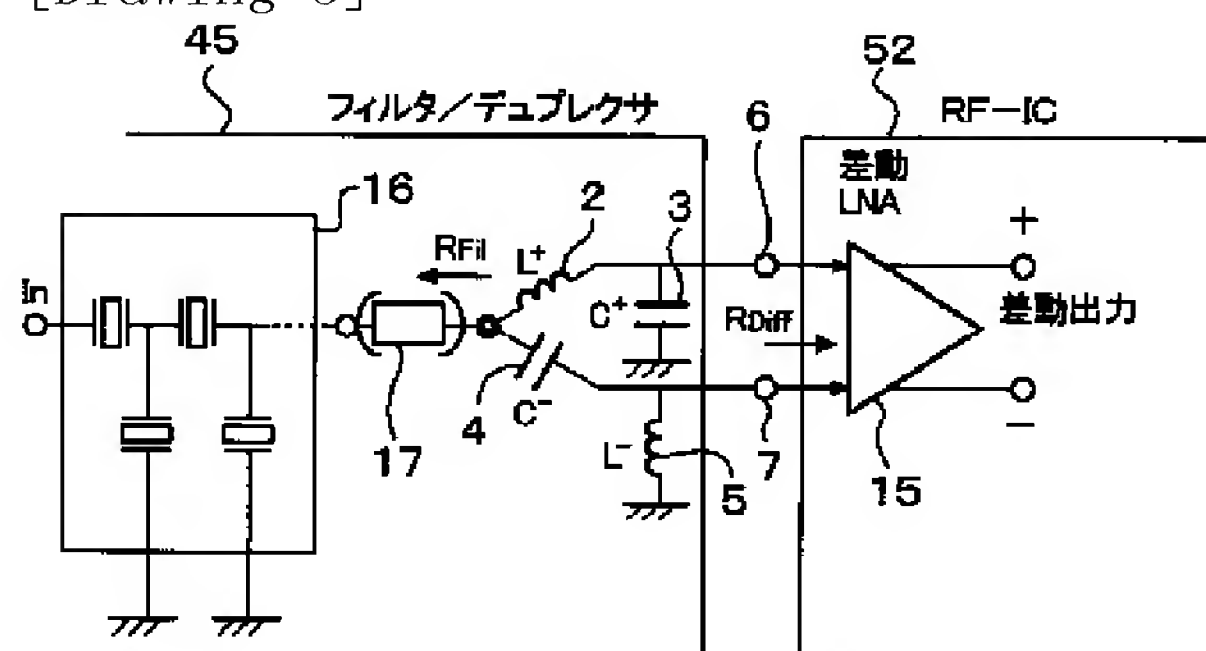
[Drawing 3]



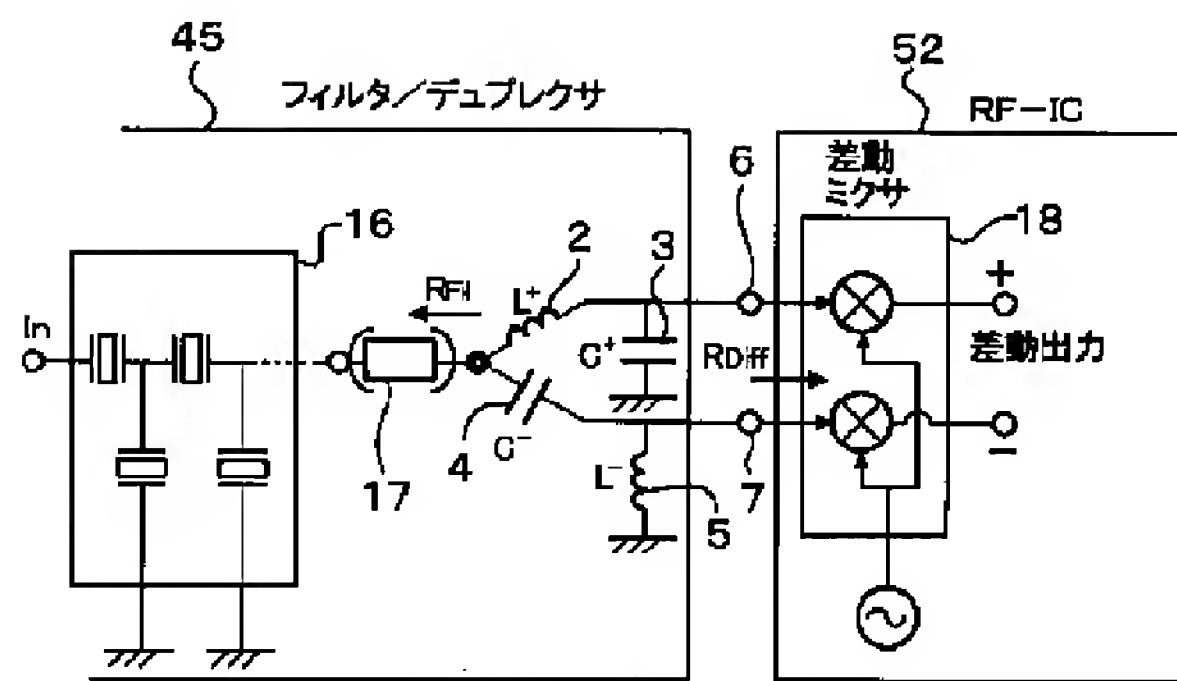
[Drawing 4]



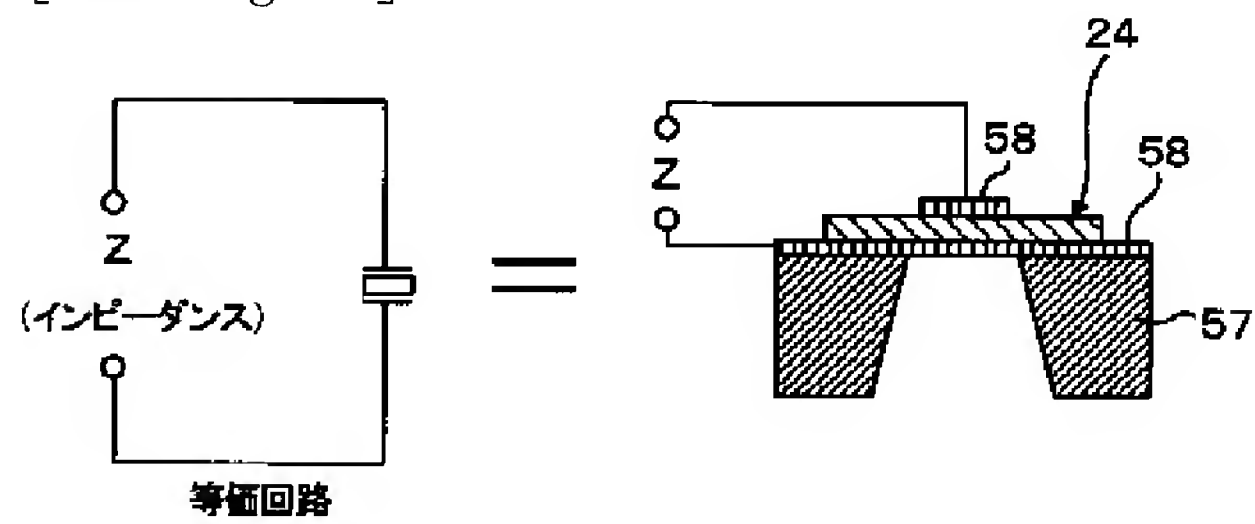
[Drawing 5]



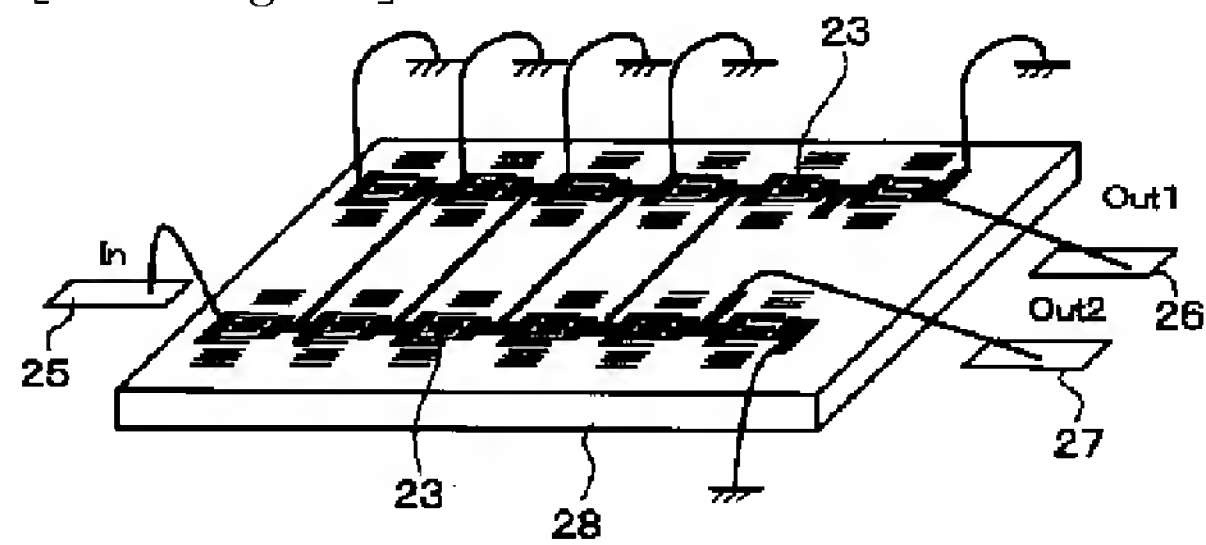
[Drawing 6]



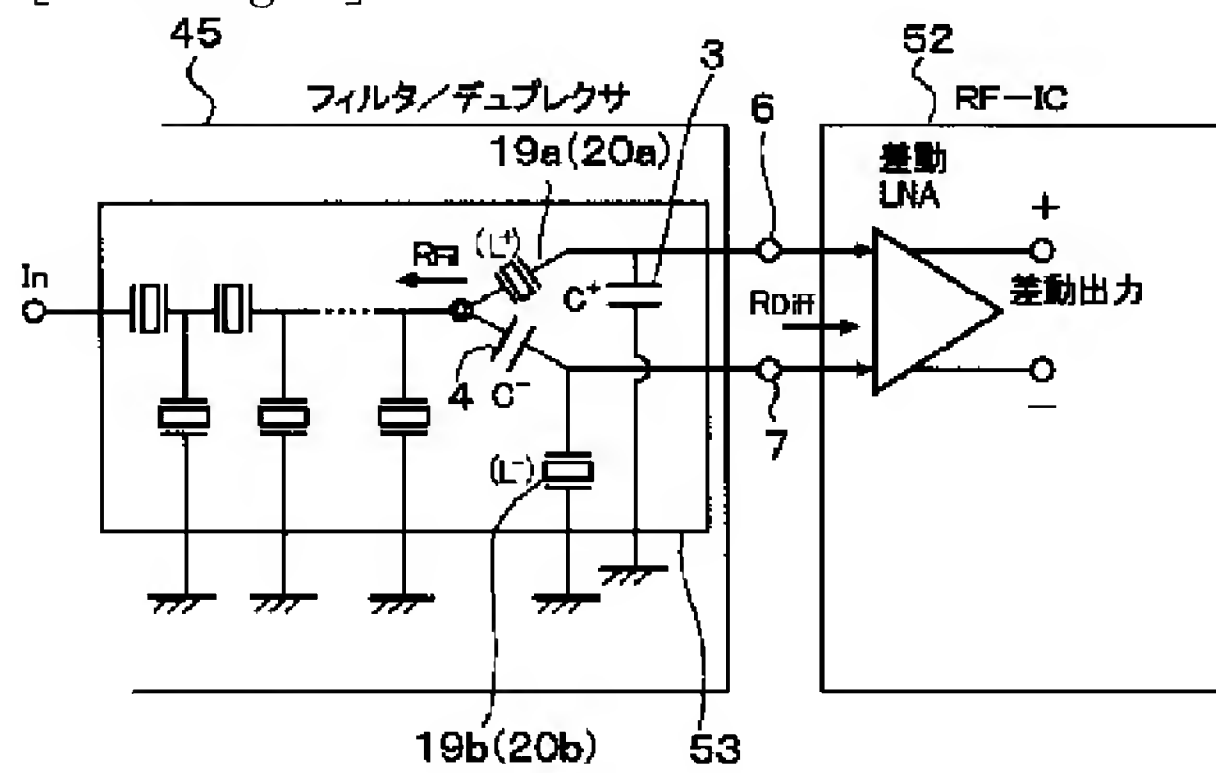
[Drawing 11]



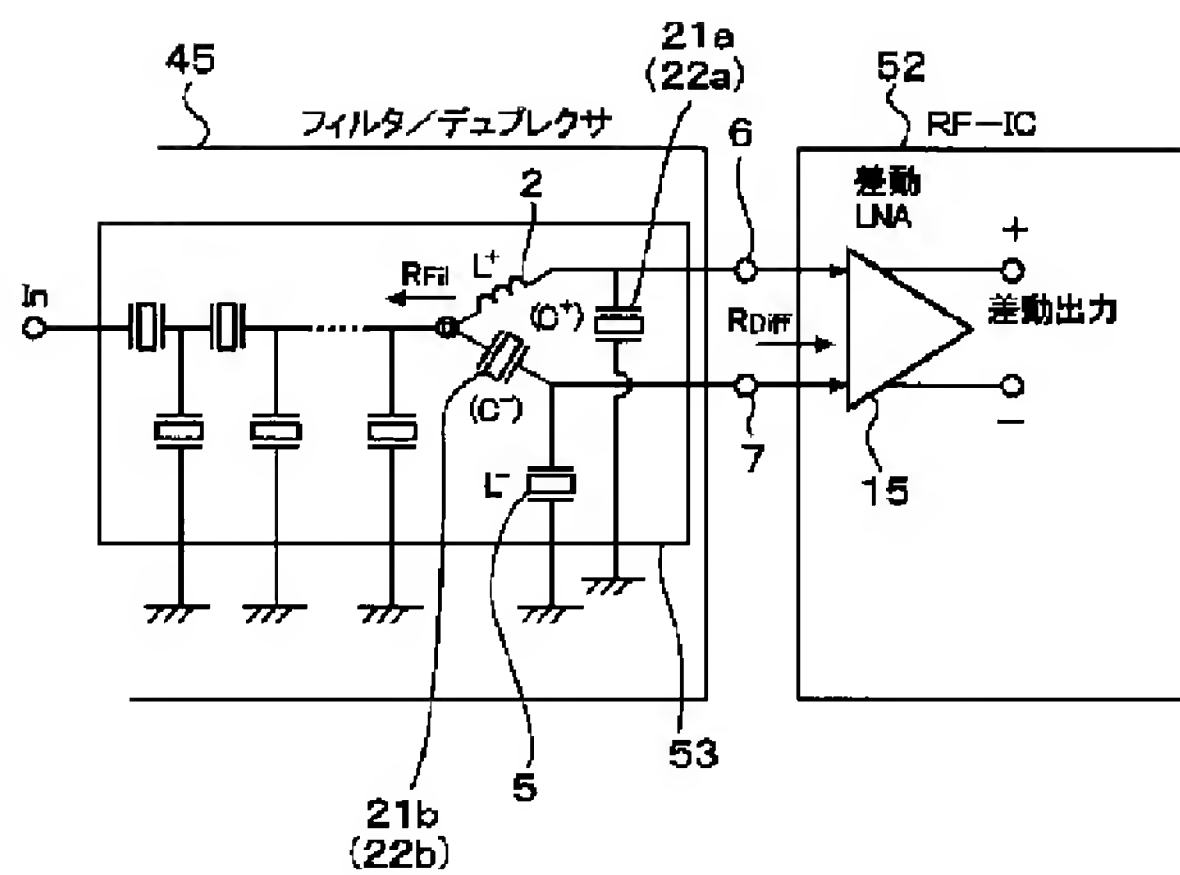
[Drawing 15]



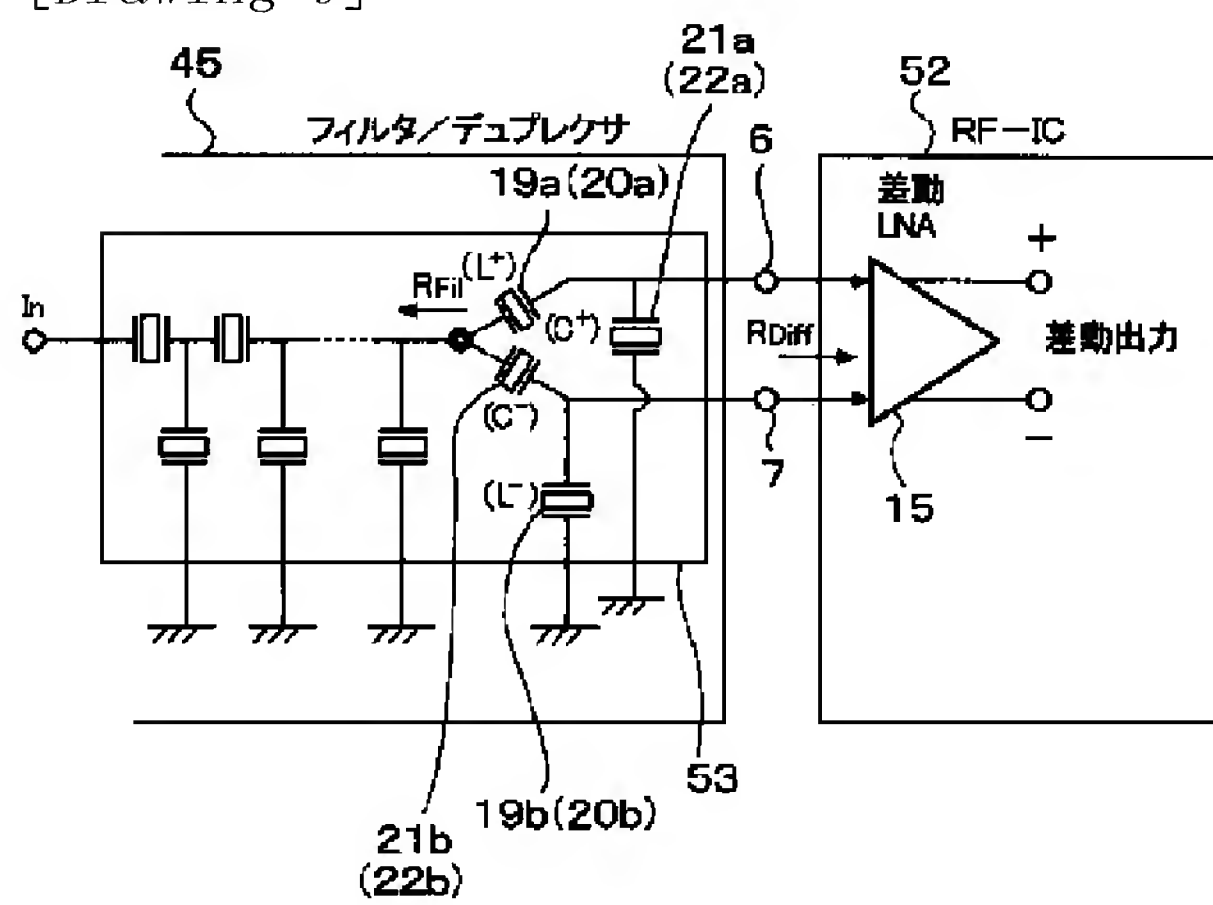
[Drawing 7]



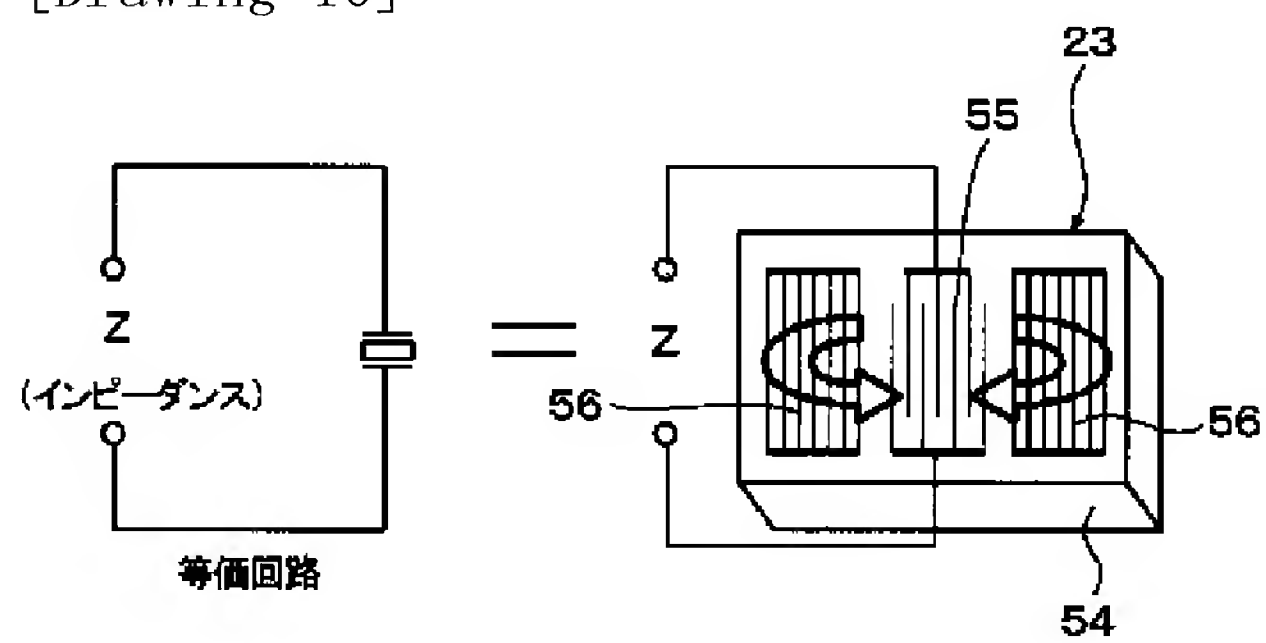
[Drawing 8]



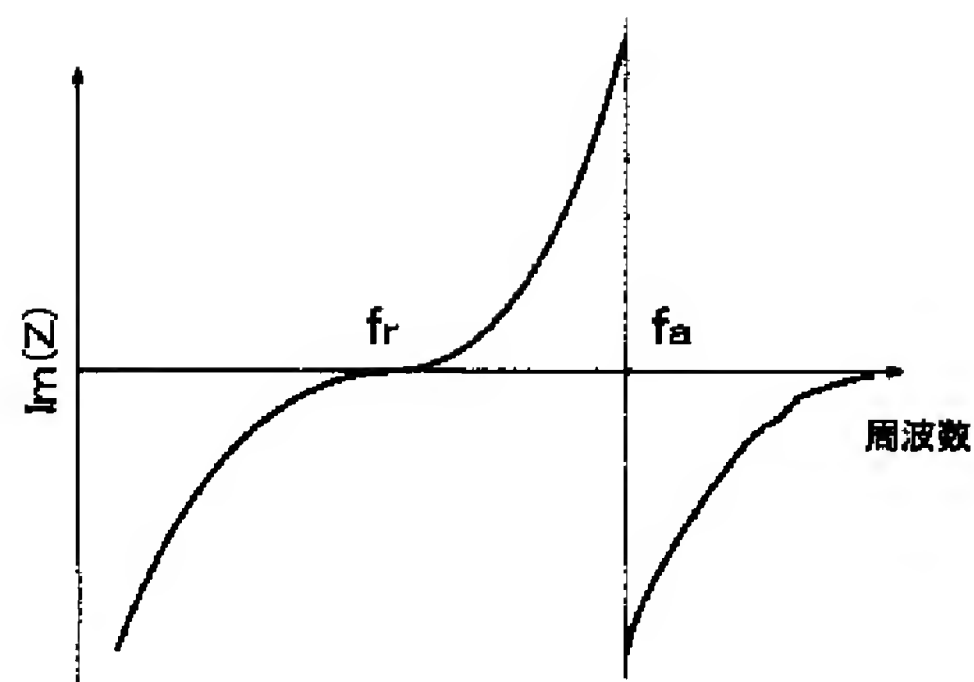
[Drawing 9]



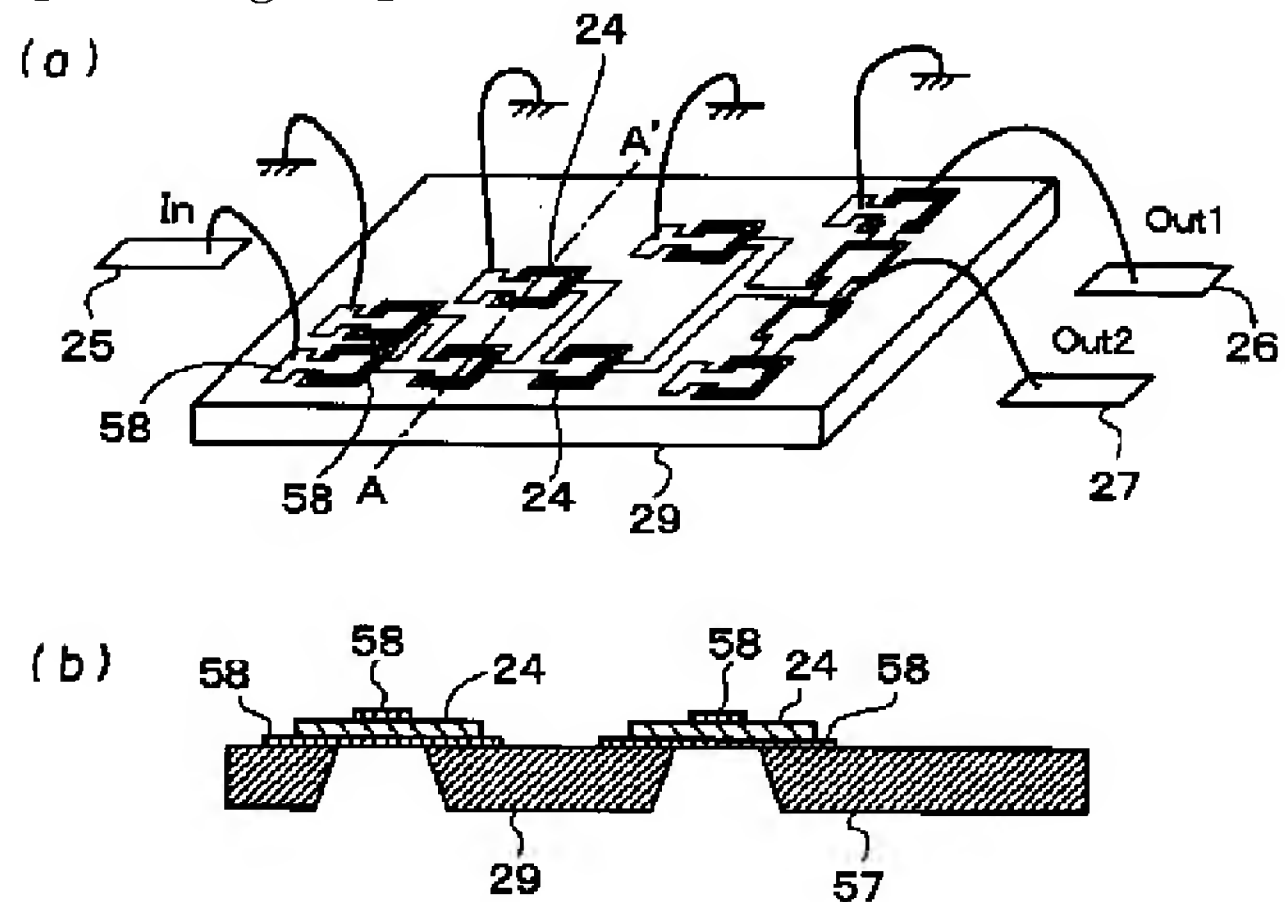
[Drawing 10]



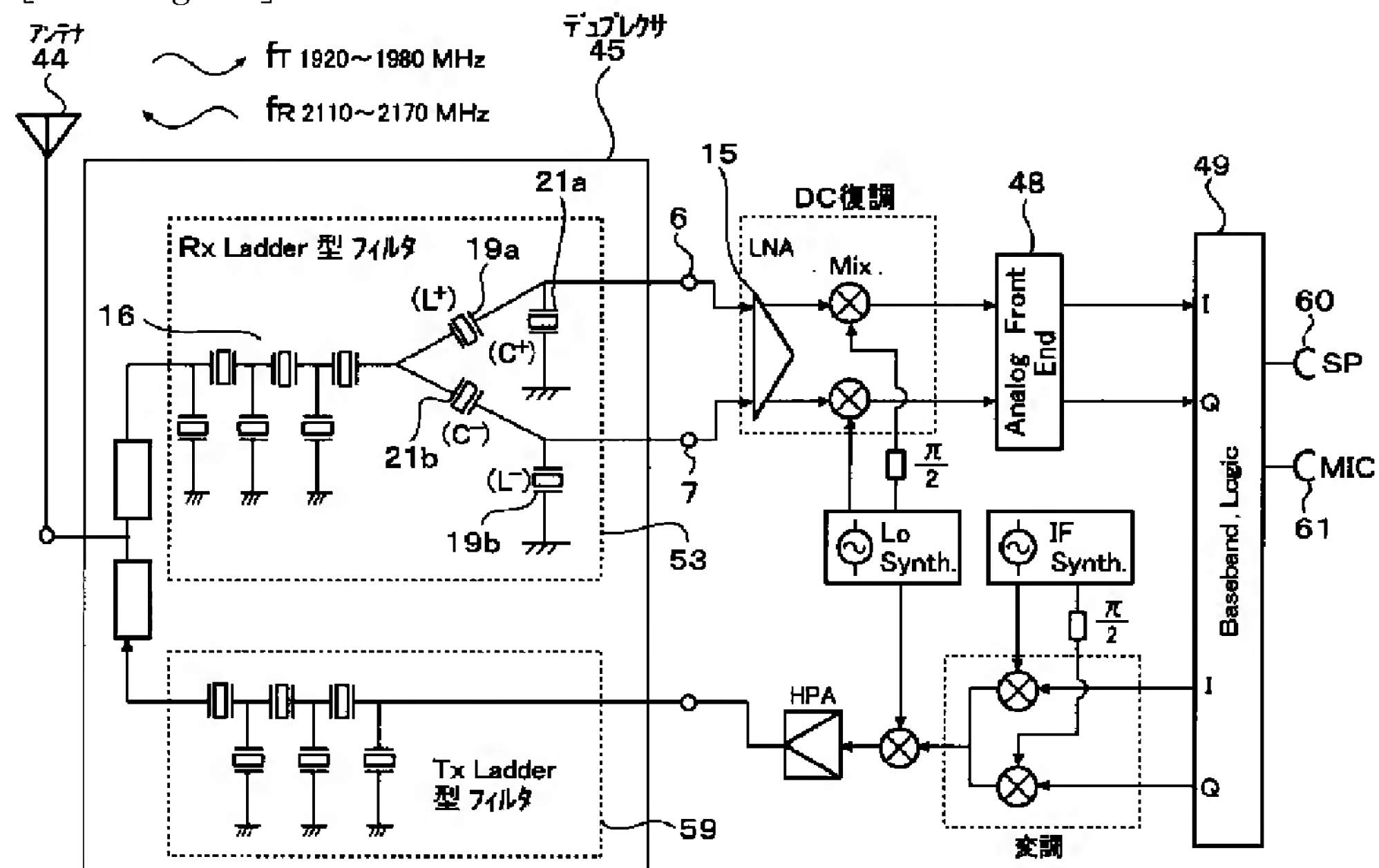
[Drawing 12]



[Drawing 16]



[Drawing 17]



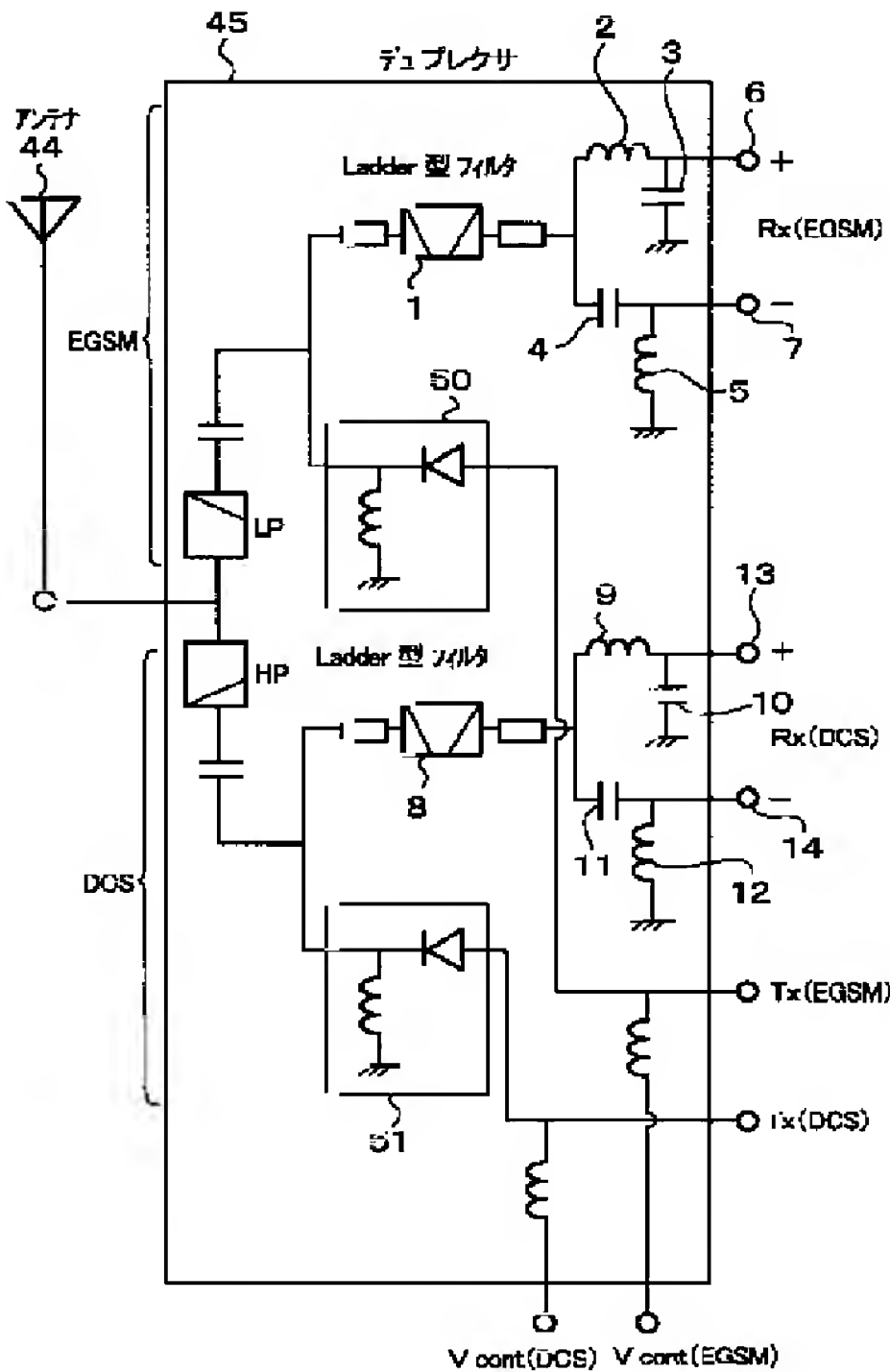
[Translation done.]

(51)Int.Cl. ⁷	識別記号	F I	特許コード* (参考)
H 0 3 H 9/64		H 0 3 H 9/64	Z 5 J 0 9 7
9/145		9/145	Z 5 K 0 1 1
9/25		9/25	A
			Z
9/72		9/72	
審査請求 未請求 請求項の数13 O L （全 10 頁） 最終頁に続く			

(21)出願番号	特願2002－25775(P2002－25775)	(71)出願人	000153535 株式会社日立メディアエレクトロニクス 岩手県水沢市真城字北野1番地
(22)出願日	平成14年2月1日(2002. 2. 1)	(72)発明者	疋田 光孝 東京都国分寺市東恋ヶ窪一丁目280番地 株式会社日立製作所中央研究所内
(31)優先権主張番号	特願2001－101003(P2001－101003)	(72)発明者	柴垣 信彦 東京都国分寺市東恋ヶ窪一丁目280番地 株式会社日立製作所中央研究所内
(32)優先日	平成13年3月30日(2001. 3. 30)	(74)代理人	100078134 弁理士 武 顕次郎
(33)優先権主張国	日本（J P）		
		最終頁に続く	

(54)【発明の名称】 高周波フィルタ、高周波回路、アンテナ共用器及び無線端末

(57)【要約】
【課題】 小型化できる高周波フィルタを提供する。
【解決手段】 第1の弾性表面波共振器あるいは第1のフィルムバルク共振器を複数個ラダー回路状に接続したラダー形共振器フィルタ16と、第1の端子6ならびに第2の端子7と、ラダー形共振器フィルタ16と前記第1の端子7との間に接続された直列腕インダクタンス2及び並列腕容量3と、ラダー形共振器フィルタ16と前記第2の端子7との間に接続された直列腕容量4及び並列腕インダクタンス5とを有することを特徴とする。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 第1の弾性表面波共振器あるいは第1のフィルムバルク共振器を複数個ラダー回路状に接続したラダー形共振器フィルタと、

第1の端子ならびに第2の端子と、

前記ラダー形共振器フィルタと前記第1の端子との間に接続された直列腕インダクタンス及び並列腕容量と、
前記ラダー形共振器フィルタと前記第2の端子との間に接続された直列腕容量及び並列腕インダクタンスとを有することを特徴とする高周波フィルタ。

【請求項2】 請求項1記載の高周波フィルタにおいて、前記並列腕容量及び前記並列腕インダクタンスのそれぞれの一端はアースされていることを特徴とする高周波フィルタ。

【請求項3】 請求項1または請求項2記載の高周波フィルタにおいて、前記第1の端子と第2の端子は、差動形増幅器又は差動形混合器の差動端子に接続されることを特徴とする高周波フィルタ。

【請求項4】 請求項1から3記載のいずれかの高周波フィルタにおいて、前記直列腕インダクタンス又は並列腕インダクタンスの少なくとも一方は、該高周波フィルタの通過帯域周波数 f_0 で等価的にインダクタンスとしてのインピーダンス特性をもつ第2の弾性表面波共振器あるいは第2のフィルムバルク共振器であり、前記第1の弾性表面波共振器あるいは第1のフィルムバルク共振器と同一のチップ上に形成されていることを特徴とする高周波フィルタ。

【請求項5】 請求項1から4記載のいずれかの高周波フィルタにおいて、該高周波フィルタを通過した、フィルタの通過帯域周波数 f_0 よりなる出力信号は、第1の端子と第2の端子間で振幅偏差は互いに ± 1 dB以下、位相偏差は 180° を基準に互いに $\pm 10^\circ$ 以下であることを特徴とする高周波フィルタ。

【請求項6】 請求項3記載の高周波フィルタにおいて、該高周波フィルタの通過帯域周波数 f_0 、角周波数 $\omega_0 = 2\pi f_0$ での出力あるいは入力抵抗を R_{Fil} 、差動形増幅器または差動形混合器の同周波数帯域での差動入力あるいは差動出力抵抗を R_{Diff} とし、前記直列腕インダクタンス L^+ 及び並列腕インダクタンス L^- は、 $(R_{Fil} \cdot R_{Diff})^{1/2} / \omega_0 \pm 20\%$ 、前記直列腕容量 C^- 及び並列腕容量 C^+ は、 $(R_{Fil} \cdot R_{Diff})^{-1/2} / \omega_0 \pm 20\%$ であることを特徴とする高周波フィルタ。

【請求項7】 請求項6記載の高周波フィルタにおいて、前記 R_{Fil} 、 L^+ 及び L^- 、 C^+ 及び C^- は、 $2 R_{Fil} = R_{Diff} / 2 \pm 20\%$ 、 $L^+ \doteq L^- = R_{Diff} / (2 \omega_0) \pm 20\%$ 、 $C^+ \doteq C^- = 2 / (R_{Diff} \cdot \omega_0) \pm 20\%$ であることを特徴とする高周波フィルタ。

【請求項8】 請求項7記載の高周波フィルタにおいて、前記 $2 R_{Fil} \doteq R_{Diff} / 2 = 50 \Omega \pm 20\%$ であることを特徴とする高周波フィルタ。

【請求項9】 少なくとも受信回路に高周波フィルタを用いた高周波回路において、前記高周波フィルタが請求項1から請求項8記載のいずれかの高周波フィルタであることを特徴とする高周波回路。

【請求項10】 少なくとも受信回路に高周波フィルタを用い、送信信号と受信信号を分離し、送信回路からの送信信号をアンテナへ、アンテナからの受信信号を受信回路へ送ることにより、単一アンテナで送受信を可能にするアンテナ共用器において、前記高周波フィルタが請求項1から請求項8記載のいずれかの高周波フィルタであることを特徴とするアンテナ共用器。

【請求項11】 アンテナとアンテナ共用器を備えた無線端末において、前記アンテナ共用器が請求項10記載のアンテナ共用器であることを特徴とする無線端末。

【請求項12】 請求項11記載の無線端末において、前記アンテナ共用器が請求項3記載の高周波フィルタを用いたアンテナ共用器であって、前記差動形増幅器又は差動形混合器がダイレクトコンバージョン方式復調用集積回路あるいは低中間周波数方式復調用集積回路の一部であることを特徴とする無線端末。

【請求項13】 請求項11または請求項12記載の無線端末において、その無線端末が移動無線端末であることを特徴とする無線端末。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、移動無線端末に好適な弾性表面波 (Surface Acoustic Wave、以下、SAWと略す) 共振器フィルタあるいはフィルムバルク共振器 (Film Bulk Acoustic Resonator、以下、FBARと略す) フィルタを用いた高周波フィルタ、その高周波フィルタを備えた高周波回路、その高周波回路を用いたアンテナ共用器、そのアンテナ共用器を用いた無線端末に関する。

【0002】

【従来の技術】移動無線端末では、従来、受信RF信号を比較的高い中間周波数に一旦変換し、さらに増幅器、フィルタなどを介して復調するヘテロダイン方式が用いられてきた。近年、デュアルバンド端末や符号分割多元接続CDMA (Code Division Multiple Access) 端末などでは、高周波 (RF) 回路構成の簡略化のため、ダイレクトコンバージョン復調方式や低中間周波数復調方式が検討されている。

【0003】一般に、前記ダイレクトコンバージョン復調方式や低中間周波数復調方式では、差動形 (ディファレンシャル) の低雑音増幅器 (Low Noise Amplifier、以下、LNAと略す)、差動形の混合器 (Mixer、以下、Mix. と略す) が用いられる。しかし従来、高周波フィルタあるいはアンテナ共用器と前記LNAあるいはMix. との接続に関してはあまり考慮されていない。例えばアンテナ共用器の受信系出力は、内蔵するフ

フィルタから直接取り出すため、シングルエンド形であり、前記差動形LNAあるいは差動形Mix.との間にはミスマッチが生ずる。

【0004】これを解消するには図1に示すような分布定数線路で構成したバランスアンバランス変換回路を用いることが最も一般的な手法と考えられている。図中の41はアンバランス入力端子、42はバランス出力端子、43は4分の1波長のマイクロストリップ線路からなる $\lambda/4$ カプラである。

【0005】しかしこの変換回路は、4分の1波長($\lambda/4$)線路を基本構成とするため、容積が大きく、RF回路全体の小型化には大きな問題である。バランスアンバランス変換回路が記載された文献としては、Product Hotline Magazine Vol.34 2000.1 P17~22がある。

【0006】

【発明が解決しようとする課題】本発明は、近い将来広く採用されるダイレクトコンバージョン復調方式、低中間周波数復調方式で導入される差動形LNA、差動形Mix.と高周波フィルタあるいはアンテナ共用器との接続に伴う問題点、すなわち容積が大きく、RF回路全体が大型になるという問題点を解決するものである。

【0007】また本発明は、GSMの規格であるGSM regulation 05.05の仕様を満足するため、バランスアンバランス変換回路とは異なる他の方式を提供するものである。

【0008】

【課題を解決するための手段】一般に、移動無線端末用のアンテナ共用器には、受信系フィルタあるいは送信系フィルタとして、誘電体共振器を従属接続したものが用いられてきた。本発明では、特に受信系フィルタに、SAW共振器を複数個SAWチップ内でラダー回路状に接続したラダー形SAW共振器フィルタ、あるいはFBARフィルタを複数個チップ内でラダー回路状に接続したラダー形FBARフィルタを用いることにより、高周波フィルタの超小型化を図った。

【0009】次に、前記ラダー形SAW共振器フィルタあるいはラダー形FBARフィルタ（以下、両者をまとめてラダー形共振器フィルタと略す）の出力端子から直列腕インダクタンスとアースに対する並列腕容量を介してアンテナ共用器の第1の受信系出力端子とする。ラダー形共振器フィルタの同じ出力端子から直列腕容量とアースに対する並列腕インダクタンスを介してアンテナ共用器の第2の受信系出力端子とする。また、後段の差動形LNAまたは差動形Mix.の入力インピーダンスとラダー形共振器フィルタの出力インピーダンスを基に前記直列腕インダクタンス及び並列腕インダクタンス、直列腕容量及び並列腕容量の値を特定の値に定める。

【0010】これにより前記GSMの規格を満足する仕様となり、ラダー形共振器フィルタの通過帯域周波数において、前記第1及び第2の端子で出力信号の振幅偏差

は互いに ± 1 dB以下、位相偏差は 180° を基準に $\pm 10^\circ$ 以下を実現できるものである。従って、アンテナ共用器と後段の差動形LNAまたは差動形Mix.の直列接続を可能にする。また、本構成は単なるラダー形共振器フィルタ単体に関しても同様に成り立つものである。

【0011】

【発明の実施の形態】以下、具体的な実施形態を用いて本発明を説明する。図2に欧州を主体とする世界の50%以上で採用されているGSM(Global System for Mobile Communications)ベースの携帯電話システム、すなわちEGSM(Extended GSM)とDCS(Digital Communications System)の周波数帯域例を示す。同図の例では、EGSMの場合、送信周波数(f_T)は880~915 MHz、受信周波数(f_R)は925~960 MHz、DCSの場合、送信周波数(f_T)は1710~1785 MHz、受信周波数(f_R)は1805~1880 MHzの周波数帯域となっている。最近の端末では単一端末でEGSMとDCSの両周波数に対処するデュアルバンド端末も出現している。後述する本発明の実施形態もEGSMとDCSの両周波数に対処できるデュアルバンド端末の例を示している。

【0012】図3にデュアルバンド端末の簡略化したブロック図の一例を示す。図中の44はアンテナ、45はアンテナ共用器、46は受信回路、47は送信回路、48はアナログ信号をデジタル信号に変換する変換機能を備えたアナログフロントエンド、49はデータメモリやコントローラなどを備えたベースバンド系信号処理部で、図に示すような結合関係になっている。

【0013】900 MHz帯と1.8 GHz帯のRF信号を扱うため、回路は一般に複雑で規模は大きくなる。端末の小型化のため種々の新しい回路方式が提案されている。送信系で採用されているOPLL(Offset Phase Lock Loop)変調方式は、PLL回路の出力で電圧制御発振器VCO(Voltage Controlled Oscillator)に直接変調を加えるものである。これにより、送信系の回路構成を大幅に簡略化可能である。

【0014】一方、受信系に関しては、従来のIF(Intermediate Frequency:中間周波数)を用いないDC(Direct Conversion)復調方式や低IF復調方式が検討され始めている。図3には、送信系にはOPLL変調方式、受信系にはDC復調方式を用いた場合のブロック図を示す。

【0015】一般に前記の変復調方式を採用した高周波ICを1チップで実現すると、その規模はかなり大きなものとなる。また、チップ内で900 MHz帯と1.8 GHz帯の両方の信号を扱うため、信号線間のクロストーク、また、特に受信系ではチップのアースからの雑音(Common mode noise)を極力抑える必要がある。後者に対しては、受信系の回路では全ての信号を差動形にす

ることにより、コモンモード雑音の影響は非常に小さくできることが分かっている。従って、図3に示すブロック図の受信系では、回路は全て差動形で構成されることが必要である。

【0016】図3のアンテナ共用器(Antenna Duplexer)45は、送信信号と受信信号を分離し、送信回路47からの送信信号をアンテナ44へ、アンテナ44からの微弱な受信信号を受信回路46へ送ることにより、単一アンテナ44で送受信を可能にする。また、デュアルバンド用アンテナ共用器では、900MHz帯の信号と1.8GHzの信号の分離も行う。一般に、アンテナ共用器は誘電体共振器を組み合わせたフィルタを用いて構成されるが、ラダー形共振器フィルタを用いることにより抜本的に小型化できる。

【0017】しかし、これらのフィルタは、後に具体的に示すように、信号出力がアースに対して1個のシングルエンド形である。従って、これらのフィルタを用いて構成したアンテナ共用器も受信系出力端子はシングルエンド形となり、前記受信系の差動形高周波ICと直接接続することはできない。本発明はこの直接接続を可能にするものである。

【0018】図4は、本発明の実施形態1に係るデュアルバンド用アンテナ共用器のブロック図である。図に示すように、アンテナ共用器45はEGSMの受信系とDCSの受信系とを備えている。EGSMの受信系では、アンテナ共用器内のラダー形共振器フィルタ1のシングルエンド端子からの出力信号を直列腕インダクタンス2とアースに対する並列腕容量3を介して第1の受信系出力端子6へ出力する。また、直列腕容量4とアースに対する並列腕インダクタンス5を介して第2の受信系出力端子7へ出力する。

【0019】第1及び第2の受信系出力端子6、7からラダー形共振器フィルタ1を見ると、フィルタ1と端子6、7間の回路の形は同じで互いに相対の関係にある。従って、第1の受信系出力端子6の信号はラダー形共振器フィルタ1の出力端子信号に比べ位相は遅れ、第2の受信系出力端子7の信号は位相が進む。以上の関係はDCSの受信系でも全く同様に成り立つ。8はラダー形共振器フィルタ、9は直列腕インダクタンス、10は並列腕容量、11は直列腕容量、12は並列腕インダクタンス、13は第1の受信系出力端子、14は第2の受信系出力端子である。

【0020】同図に示すように並列腕容量3、10と並列腕インダクタンス5、12は一端がアースされている。なお、図中の50はEGSMの送信系スイッチ、51はDCSの送信系スイッチである。

【0021】前記第1及び第2の受信系出力端子6、7の信号間の位相差は、後段に接続される差動形LNAあるいは差動形Mix.が正常に動作する必要性から定まる。一般的には、位相差が90°以上270°以下であ

れば、差動回路素子として、基本的には機能する。回路的な考察及び数値計算の結果、前記回路構成を用いることにより、第1及び第2の受信系出力端子6、7の信号間の位相差を90°以上270°以下の適当な値で実現することは常に可能であることが分かった。

【0022】従って本構成により、図5及び図6に示すように、アンテナ共用器45の受信系出力端子6、7を差動形LNA15または差動形Mix.18を持った高周波IC(RF-IC)52と直接接続することが可能となる。これにより不要な周辺回路を大幅に取り除くことができる。

【0023】また、図5、図6に示すラダー形共振器フィルタ16の直後の回路17は、ラダー形共振器フィルタ16の整合回路を表し、必要に応じて導入する。

【0024】一般にSAWフィルタは、フィルタを構成するインターディジタルトランスデューサ(Interdigital Transducer、以下IDTと略す)の電極指間の容量により、またFBARフィルタは対向する電極間の静電容量により、入出力インピーダンスも容量性となることが多い。整合回路17はこの容量を打ち消すものであり、一般的にはインダクタンスで構成する場合が多い。このインダクタンスと図5、図6の直列腕インダクタンスL⁺2、並列腕インダクタンスL⁻5を同一のプロセスでアンテナ共用器のモジュール内に形成することで、モジュールの小型化も図れるものである。また、ラダー形共振器フィルタ16は、図5、図6に示すようにSAW共振器あるいはFBAR(共振器)をチップ内に形成し、はしご(ラダー)回路形に接続したものである。

【0025】ラダー形SAW共振器フィルタは、アイイーイーイー トランザクションウルトラソニック フェロエレクトロニクス コントロール 第42巻、495～508項、1995年(M.Hikita, N.Shibagaki, K.Sakiyama and K.Hasegawa, "Design methodology and experimental results for new ladder-type SAW resonator coupled filter," IEEE Trans. Ultrason. Ferroelec. Freq. Contr., vol.UFFC-42, pp.495-508, 1995.)に述べられている。

【0026】ラダー形FBARフィルタは、プロシーディング オブ アイイーイーイー ウルトラソニック シンポジウム 887～890項、1999年(J.D. Larson III, SM. R. Ruby, P. Bradley, Y.Oshmyanaky, "A BAW antenna duplexer for the1900MHz PCS band," in Proc. IEEE Ultrason. Symp. pp.887-890, 1999.)で述べられている。

【0027】本実施形態の場合図5及び図6に示すように、ラダー形共振器フィルタ16、整合回路17、直列腕インダクタンス2、並列腕容量3、直列腕容量4、並列腕インダクタンス5により高周波フィルタが構成され、アンテナ共用器45の少なくとも受信系はこの高周波フィルタを備えている。

【0028】以上説明したように図4の構成により、図

5、図6に示すように、アンテナ共用器45と差動形LNA15あるいは差動形Mix. 18を持ったダイレクトコンバージョン復調方式あるいは低中間周波数復調方式の集積回路RF-IC52と直接接続が可能になり、無駄な空間が削除される。また、ラダー形共振器フィルタ16の整合回路17と直列腕インダクタンス2あるいは並列腕インダクタンス5を同一プロセスで実現することでアンテナ共用器モジュールの小型化も図れる。

【0029】図7、図8、図9に本発明の他の実施形態を示す。図7に実施形態2を示す。本実施形態は、図4に示す実施形態1において直列腕インダクタンス2または並列腕インダクタンス5の少なくとも一方をSAW共振器19a、19bあるいはFBAR20a、20bで置き換えたものである。このSAW共振器あるいはFBARは、受信系ラダー形共振器フィルタの通過帯域周波数 f_0 で等価的にインダクタンスとしてのインピーダンスを持つ。さらに本共振器は前記ラダー形共振器フィルタと同一チップ内に形成される。

【0030】図7に示す実施形態2の場合、ラダー形共振器フィルタ16、整合回路17、SAW共振器19aあるいはFBAR20a、並列腕容量3、直列腕容量4、SAW共振器19bあるいはFBAR20bにより高周波フィルタが構成されている。

【0031】次に実施形態3を示す。図8の例は、図4に示す実施形態1において直列腕容量4または並列腕容量3の少なくとも一方をSAW共振器21a、21bあるいはFBAR22a、22bで置き換えたものである。これ等の共振器は、フィルタの通過帯域周波数 f_0 で等価的に容量としてのインピーダンスを持つ。さらに本共振器はラダー形共振器フィルタ16と同一チップ内に形成される。

【0032】図8に示す実施形態3の場合、ラダー形共振器フィルタ16、整合回路17、直列腕インダクタンス2、SAW共振器21aあるいはFBAR22a、SAW共振器21bあるいはFBAR22b、並列腕インダクタンス5により高周波フィルタが構成されている。

【0033】図9に実施形態4を示す。図4に示す実施形態1において、直列腕インダクタンス2と並列腕インダクタンス5を f_0 で等価的にインダクタンスとなるSAW共振器19a、19bあるいはFBAR20a、20bで置き換え、直列腕容量4と並列腕容量3を f_0 で等価的に容量となるSAW共振器21a、21bあるいはFBAR22a、22bで置き換えたものである。これらの共振器はラダー形共振器フィルタ16と同一チップ内に形成される。

【0034】図9に示す実施形態4の場合、ラダー形共振器フィルタ16、整合回路17、SAW共振器19aあるいはFBAR20a、SAW共振器21aあるいはFBAR22a、SAW共振器21bあるいはFBAR22b、SAW共振器19bあるいはFBAR20bに

より高周波フィルタが構成されている。

【0035】次に前記SAW共振器がインダクタンスとしても容量としても動作することを説明する。図10にSAW共振器23、図11にFBAR24の例を示す。図10は、圧電基板54上に作成したIDT55の両側に反射器56を設けて、SAW共振器を構成したものである。図11はダイアフラム状の圧電薄膜共振器をバックエッチング等で振動部を空洞化したシリコン基板57等の上部にFBAR24を形成したもので、58は電極である。なお、図10、図11の図中左側にそれぞれの等価回路を示している。

【0036】これらの共振器のインピーダンス Z は、図12に示すように、共振周波数 f_r では、 $\text{Im}(Z) = 0$ 、反共振周波数 f_a では、 $\text{Im}(Z) = \infty$ となる。図12からわかるように、 f_r より低い周波数では Z は容量性、 f_r と f_a の間では Z は誘導性（インダクティブ）になる。さらに f_a より高い周波数で再び容量性となる。 f_r 、 f_a の設定は、SAW共振器では電極指の繰り返しピッチ、FBARでは圧電薄膜の厚さで主に定まる。従って図7、図8、図9に示すように、フィルタの通過帯域周波数 f_0 で等価的にインダクタンスあるいは容量となるSAW共振器あるいはFBARは常に実現可能である。

【0037】次に図5～図9における L^+ 、 C^+ 、 L^- 、 C^- の値に関して考察する。一般に位相を進ませる回路と遅らせる回路は、図13と図14の π 形回路で表すことができる。例えば図5に示すようにラダー形共振器フィルタ16側を見た抵抗を R_{Fil} とし、差動LNA15側を見た抵抗を R_{Diff} とする。図13の π 形回路は、 f_0 で $2 R_{\text{Fil}}$ を $R_{\text{Diff}}/2$ へインピーダンス変換し、かつ、位相を 90° 遅らせる回路とする。図14の π 形回路は、 f_0 で $2 R_{\text{Fil}}$ を $R_{\text{Diff}}/2$ へインピーダンス変換し、かつ、位相を 90° 進ませる回路とする。このような条件では、 L^+ 、 C^+ 、 L^- 、 C^- は一意には定まらない。しかし、さらに図13の C^+ と図14の L^- は並列接続した場合、 f_0 で並列共振を生ずる条件を加えると、前記パラメータは一意に決定され、以下となる。なお式中の ω_0 は角周波数である。

【0038】

$$L^+ = L^- = (R_{\text{Fil}} \cdot R_{\text{Diff}})^{1/2} / \omega_0$$

$$C^+ = C^- = (R_{\text{Fil}} \cdot R_{\text{Diff}})^{-1/2} / \omega_0$$

図5のラダー形共振器フィルタ16の出力に並列に図13と図14の π 形回路を接続し、第1の出力端子6と第2の出力端子7とする。 f_0 ではラダー形共振器フィルタ16の出力抵抗 R_{Fil} の2倍、すなわち、 $2 R_{\text{Fil}}$ が各々の π 形回路でインピーダンス変換され、 $R_{\text{Diff}}/2$ となる。さらに、第1の出力端子6と第2の出力端子7には、互いに位相は逆相の出力が得られるため、これ等を差動で取り出すと、出力抵抗は R_{Diff} となる。また、入力側は $2 R_{\text{Fil}}$ が並列接続されるため、 R_{Fil} となる。すなわち、ラダー形共振器フィルタ16の出力抵抗

R_{Fil} 及び差動 LNA 15 の入力抵抗 R_{Diff} と完全に一致させることができる。

【0039】さらに図13と図14の C^+ と L^- は、 f_0 で並列共振する。 f_0 の近傍の周波数では、 C^+ と L^- の並列回路部分はインピーダンスがほぼ ∞ となるためこの並列回路部分は取り除いても実質的な影響はきわめて小さいことを確認している。すなわち、 C^+ と L^- の並列回路部分を取り除いたものが図5である。

【0040】また、図5のように差動形 LNA 15 とアンテナ共用器45を直接接続する場合、高周波 IC 52 のバラツキ等を考慮すると、十分な性能を保証するためには、第1の出力端子6と第2の出力端子7の出力間の振幅偏差は ± 1 dB 以下、位相偏差は 180° を基準に $\pm 10^\circ$ 以下とする必要がある。これ等の偏差を先に示した L^+ 、 C^+ 、 L^- 、 C^- の各値に割払ると、各値は $\pm 20\%$ のバラツキ幅に抑える必要があることが分かった。

【0041】また、回路設計上の観点からすると、前記の R_{Fil} と R_{Diff} は、 $2R_{Fil} = R_{Diff} / 2$ を満足する場合は、図13、図14の π 回路の入出力抵抗が一致する。この場合、最も精度の高い回路設計が可能である。従って、この場合は、 $L^+ \equiv L^- \equiv R_{Diff} / 2\omega_0$ 、 $C^+ \equiv C^- \equiv 2 / (R_{Diff} \cdot \omega_0)$ で与えられる。さらに、GHz 帯の高周波では、測定機は全て 50Ω 系である。前記の関係式で、 $2R_{Fil} = R_{Diff} / 2 = 50\Omega$ とすることにより、回路設計のほかには評価系も含めて非常に精度の高いアンテナ共用器が実現でき、差動形 LNA 15 または差動形 Mix. 18 との直接接続に伴う多くの課題が解決される。

【0042】以上の議論は図5を用いて説明したが、図6～図9でも全く同様である。また、アンテナ共用器を例に詳述したが、ラダー形 SAW 共振器フィルタ単体あるいはラダー形 FBAR フィルタ単体であっても全く同様の関係が成り立つものである。

【0043】次に実施形態5を示す。図15、図16に具体的なチップ構成例を示す。図9の構成を例に、図15はラダー形 SAW 共振器フィルタ、図16はラダー形 FBAR フィルタを用いた場合で、図16(b)は図16(a)の A-A' 線上の断面図である。ただし、SAW フィルタチップ28、FBAR フィルタチップ29に直接関係する部分を拡大して示した。

【0044】図中の25が SAW フィルタチップ28、FBAR フィルタチップ29の入力端子で、26と27が差動形 LNA 15 または差動形 Mix. 18 と接続する第1及び第2の出力端子である。これらの例では、SAW フィルタチップ28、FBAR フィルタチップ29上に等価的な L^+ 、 C^+ 、 L^- 、 C^- を全て SAW 共振器あるいは FBAR で構成する例を示したが、図7、図8に示すように一部をチップ上で形成する場合も全く同様である。

【0045】図17に実施形態6を示す。図17は、近

い将来サービスが開始される 2GHz 帯を用いた広帯域符号分割多元接続 WCDMA (Wideband CDMA) 用端末の場合である。WCDMA では、送信周波数は $f_T = 1920 \sim 1980$ MHz、受信周波数は $f_R = 2110 \sim 2170$ MHz である。また、送受同時通話のためアンテナ共用器はスイッチを用いず、送受信系ともにフィルタを用いて構成する。図では、受信系フィルタのみならず送信系フィルタもラダー形共振器フィルタを用いて構成した例を示す。

【0046】アンテナ共用器45に差動形 LNA 15 を直接接続するため、受信系ラダー形共振器フィルタの出力端子から直列腕共振器である SAW 共振器 19a, 19b (または FBAR 20a, 20b) 及び並列腕共振器である SAW 共振器 21a, 21b (または FBAR 22a, 22b) を用いて2分岐し、それぞれを第1の受信系出力端子6及び第2の受信系出力端子7とする。

【0047】これ等の端子6, 7と差動 LNA 15 の差動入力端子を直接接続するものである。また、SAW 共振器 19a, 19b (または FBAR 20a, 20b) 及び並列腕共振器である SAW 共振器 21a, 21b (または FBAR 22a, 22b) は、ラダー形共振器フィルタのチップ内に形成する場合に関して示したが、図5に示すようにチップの外で形成しても良く、図7、図8のように両者を組み合わせても良い。

【0048】図中の53は受信系高周波フィルタ、59は送信系高周波フィルタ、60, 61はベースバンド系信号処理部49に接続されたスピーカならびにマイクである。

【0049】前記実施形態では高周波フィルタ(高周波回路)を移動無線端末に用いた場合を説明したが、本発明に係る高周波フィルタ(高周波回路)はその他に固定無線端末、衛星通信端末、光通信端末など他の端末にも適用可能である。

【0050】

【発明の効果】以上、実施形態で説明したように、本発明は最近の携帯電話等のようにデュアルバンド対応、あるいは新システムである CDMA 対応の端末において導入される可能性が非常に高いダイレクトコンバージョン復調方式、低 IF 復調方式等において、アンテナ共用器と差動形 LNA あるいは差動形 Mix. の直接接続を可能にするものである。本発明の前記構成により、無駄な空間を大幅に低減できる。かつ、設計性の向上、評価の容易さ等においても大幅な改善が図れる。

【図面の簡単な説明】

【図1】 バランス—アンバランス変換回路の説明図である。

【図2】 欧州の EGSM と DCS の周波数配置を示す図である。

【図3】 デュアルバンド端末のブロック図である。

【図4】 本発明の実施形態1に係るデュアルバンド用ア

ンテナ共用器のブロック図である。

【図5】本発明によるアンテナ共用器の受信系出力端子を差動形LNAを有する高周波ICに直接接続した状態を示す回路図である。

【図6】本発明によるアンテナ共用器の受信系出力端子を差動形Mix.を有する高周波ICに直接接続した状態を示す回路図である。

【図7】本発明の実施形態2に係るアンテナ共用器の受信系出力端子を差動形LNAを有する高周波ICに直接接続した状態を示す回路図である。

【図8】本発明の実施形態3に係るアンテナ共用器の受信系出力端子を差動形LNAを有する高周波ICに直接接続した状態を示す回路図である。

【図9】本発明の実施形態4に係るアンテナ共用器の受信系出力端子を差動形LNAを有する高周波ICに直接接続した状態を示す回路図である。

【図10】SAW共振器とその等価回路を示す図である。

【図11】FBARとその等価回路を示す図である。

【図12】SAW共振器とFBARのインピーダンス特性を示す図である。

【図13】 π 形の等価回路を示す図である。

【図14】 π 形の等価回路を示す図である。

【図15】本発明に係るラダー形SAW共振器フィルタのチップ構成図を示す図である。

【図16】本発明に係るラダー形FBARフィルタのチップ構成図を示す図である。

【図17】本発明によるWCDMA用アンテナ共用器の例とWCDMA端末のブロック図である。

【符号の説明】

1, 8 ラダー形SAW共振器フィルタあるいはラダー

形FBARフィルタ

2, 9 直列腕インダクタンス

3, 10 並列腕容量

4, 11 直列腕容量

5, 12 並列腕インダクタンス

6, 13 第1の受信系出力端子

7, 14 第2の受信系出力端子

15 差動形LNA

16 ラダー形共振器フィルタ

17 整合回路

18 差動形Mix.

19, 21, 23 SAW共振器

20, 22, 24 FBAR

25 入力端子

26, 27 出力端子

28 SAW共振器フィルタを形成したチップ

29 FBARフィルタを形成したチップ

44 アンテナ

45 アンテナ共用器

46 受信回路

47 送信回路

48 アナログフロートエンド

49 ベースバンド系信号処理部

50 EGSMの送信系スイッチ

51 DC Sの送信系スイッチ

52 高周波スイッチ

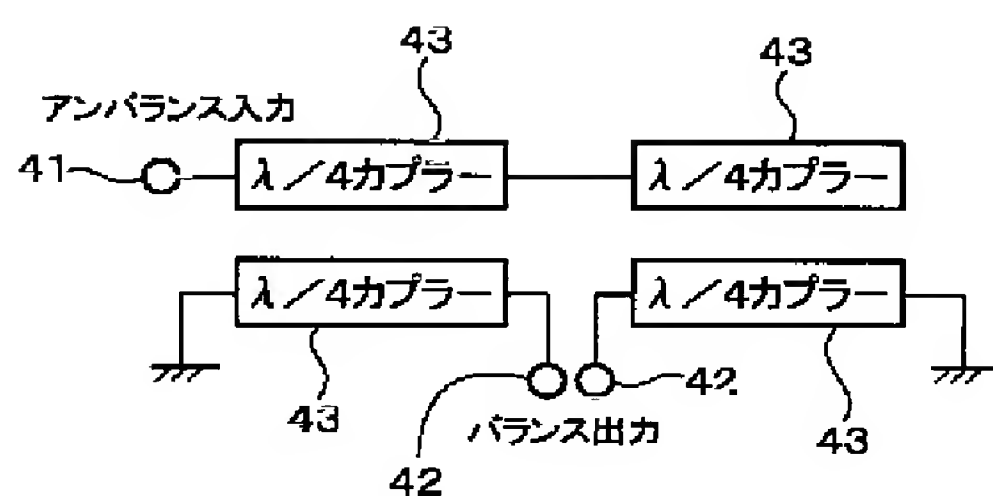
53 受信系高周波フィルタ

59 送信系高周波フィルタ

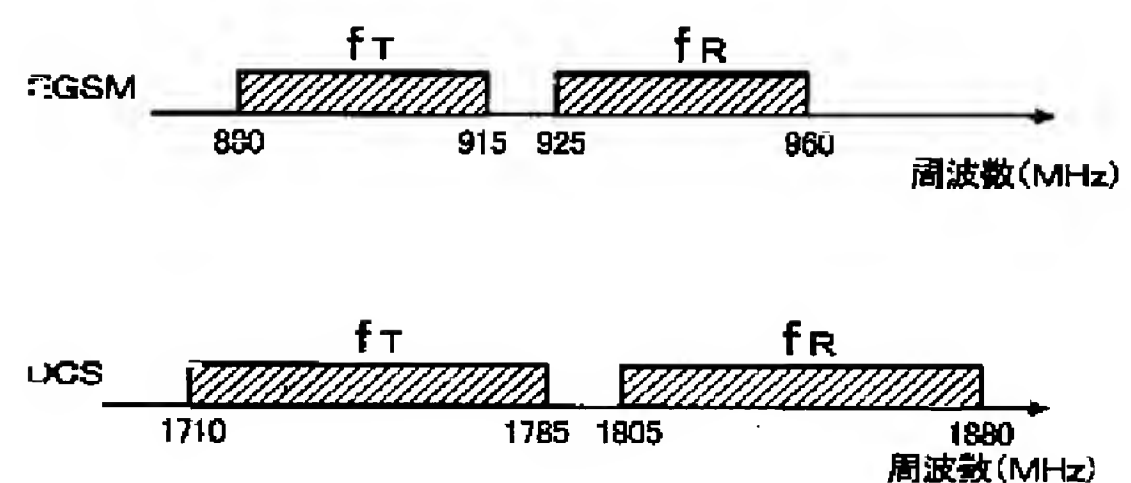
60 スピーカ

61 マイク

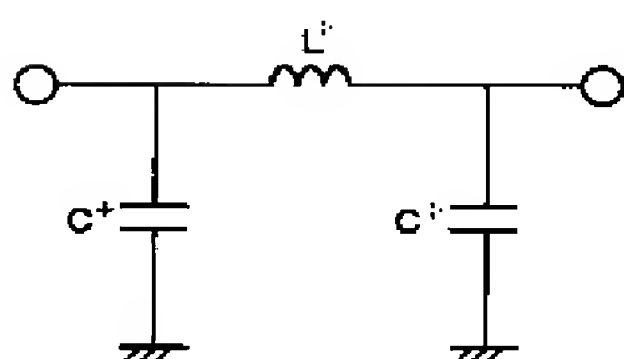
【図1】



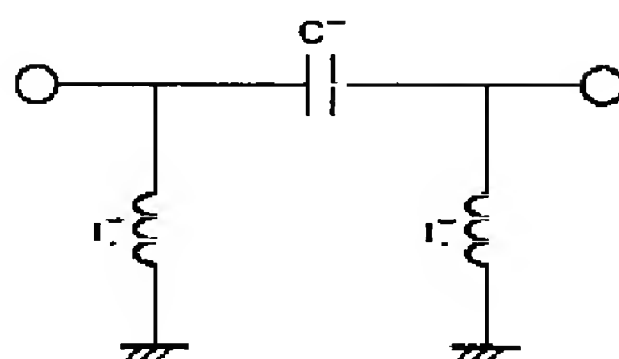
【図2】



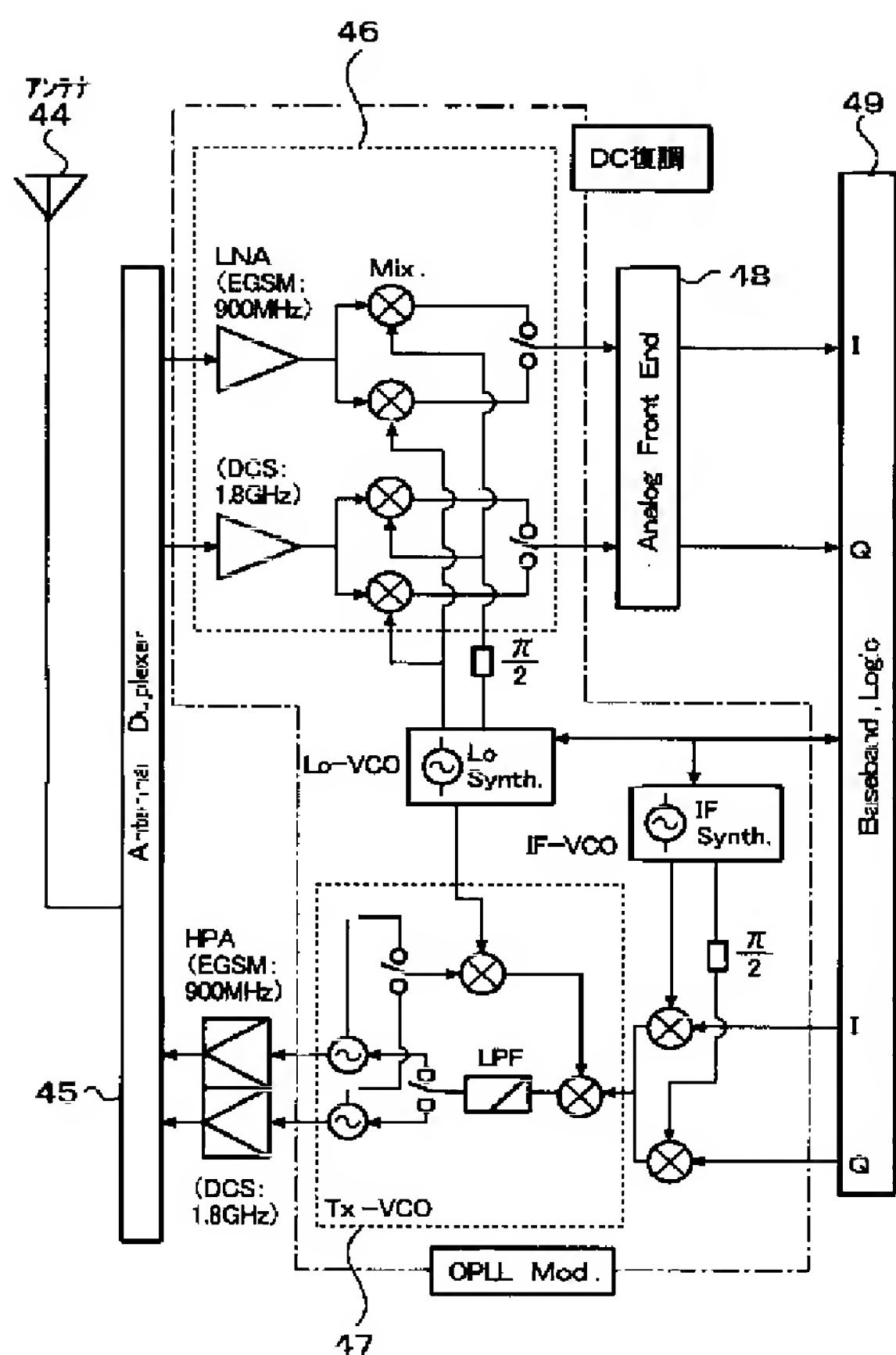
【図13】



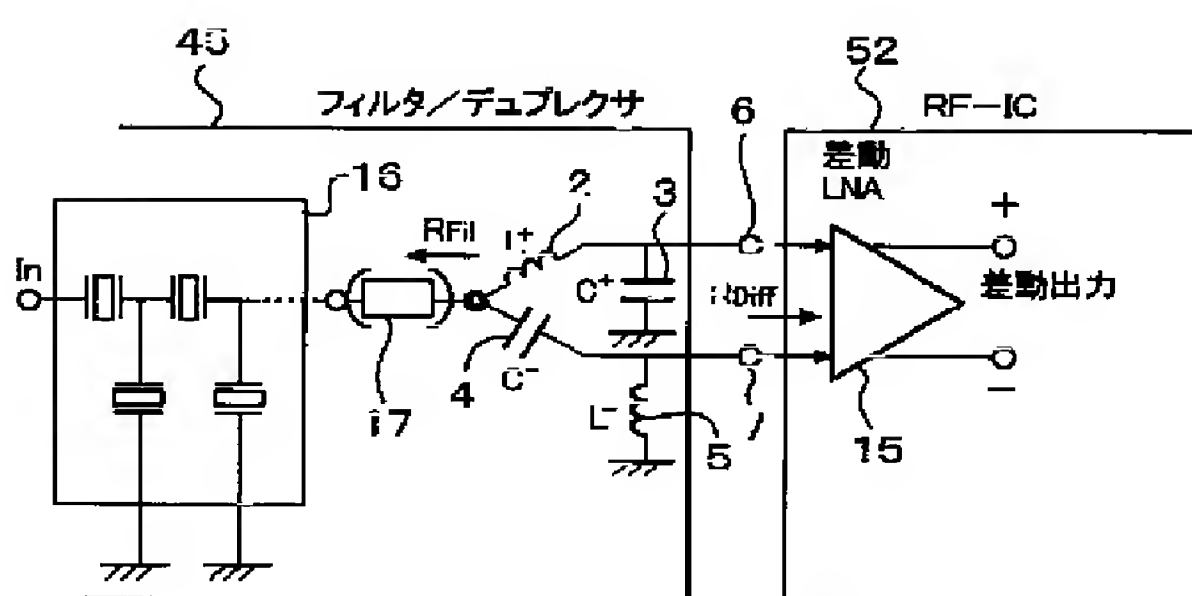
【図14】



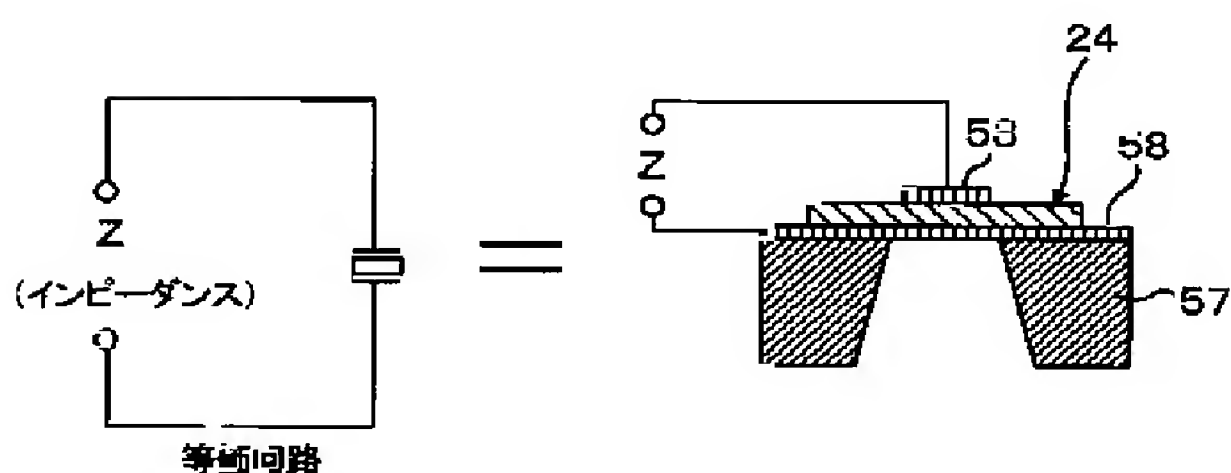
【図3】



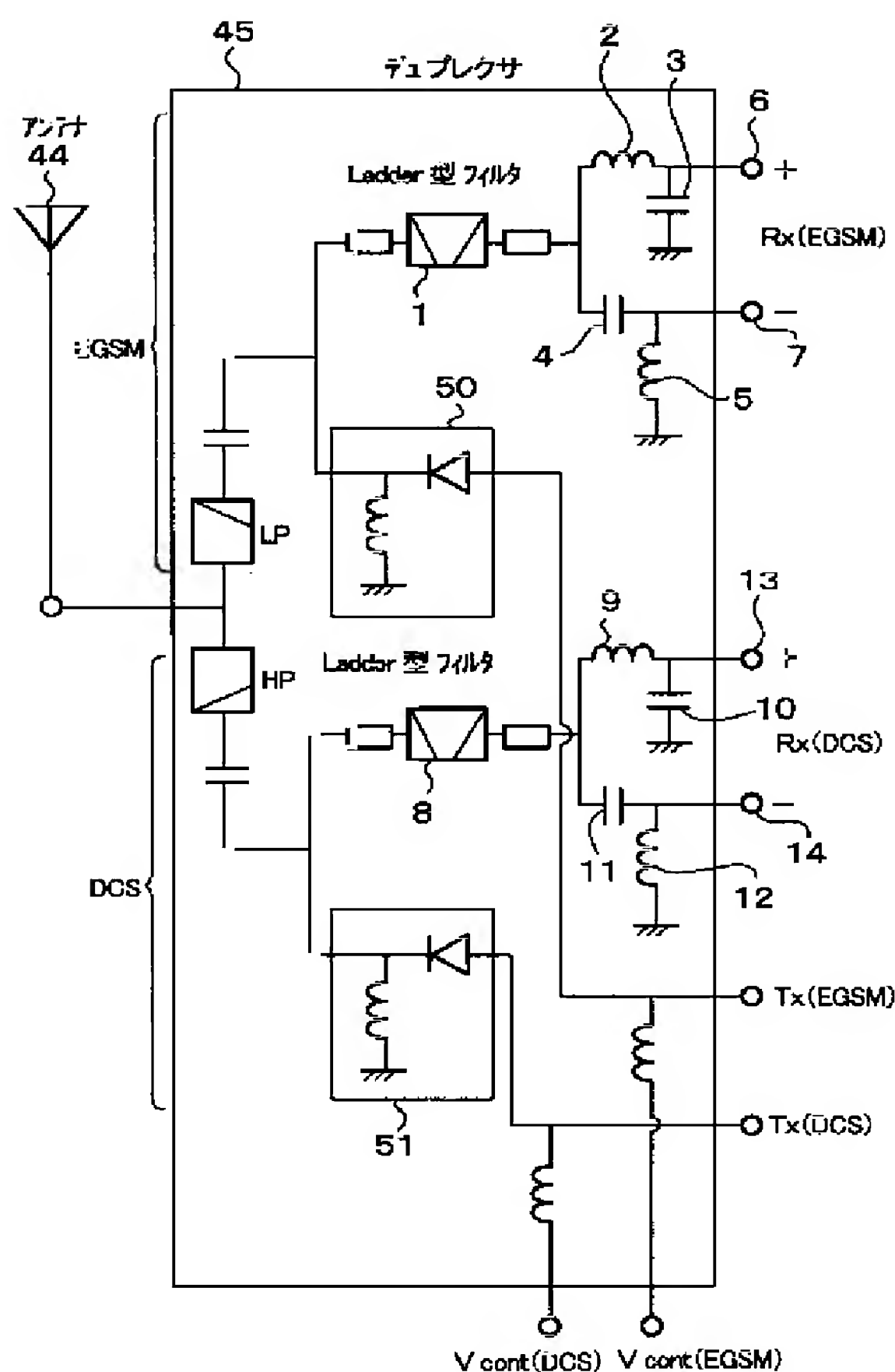
【図5】



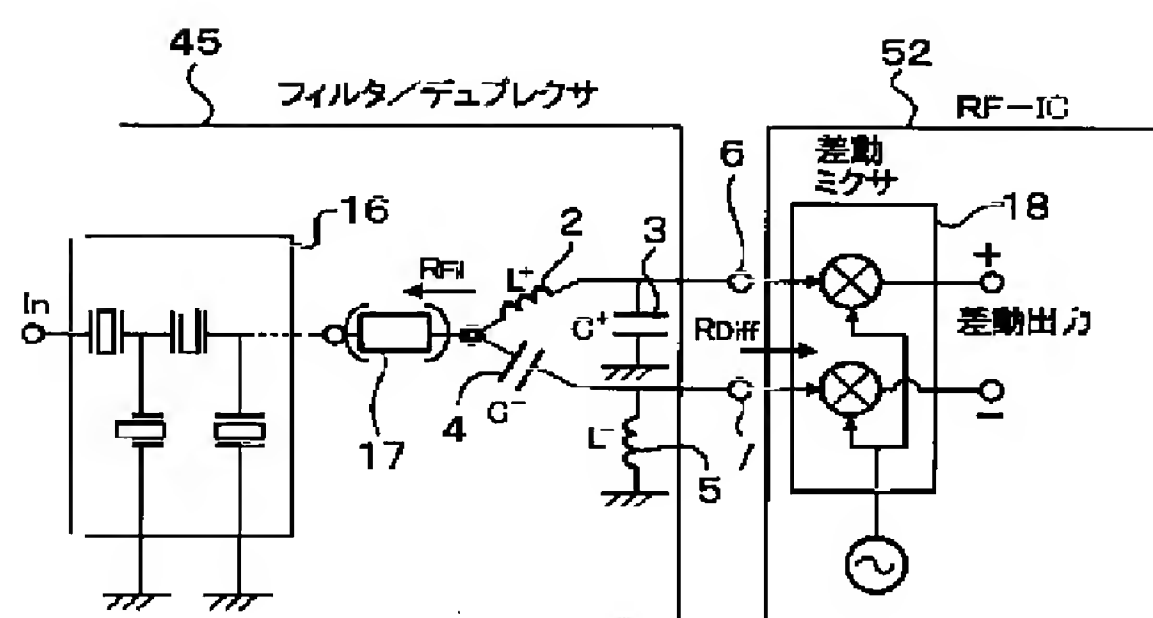
【図11】



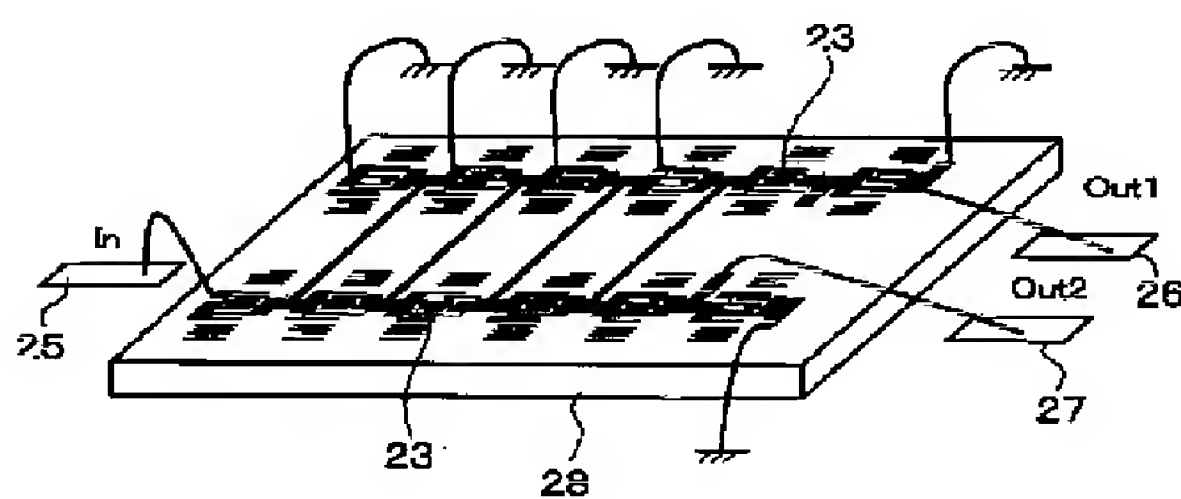
【図4】



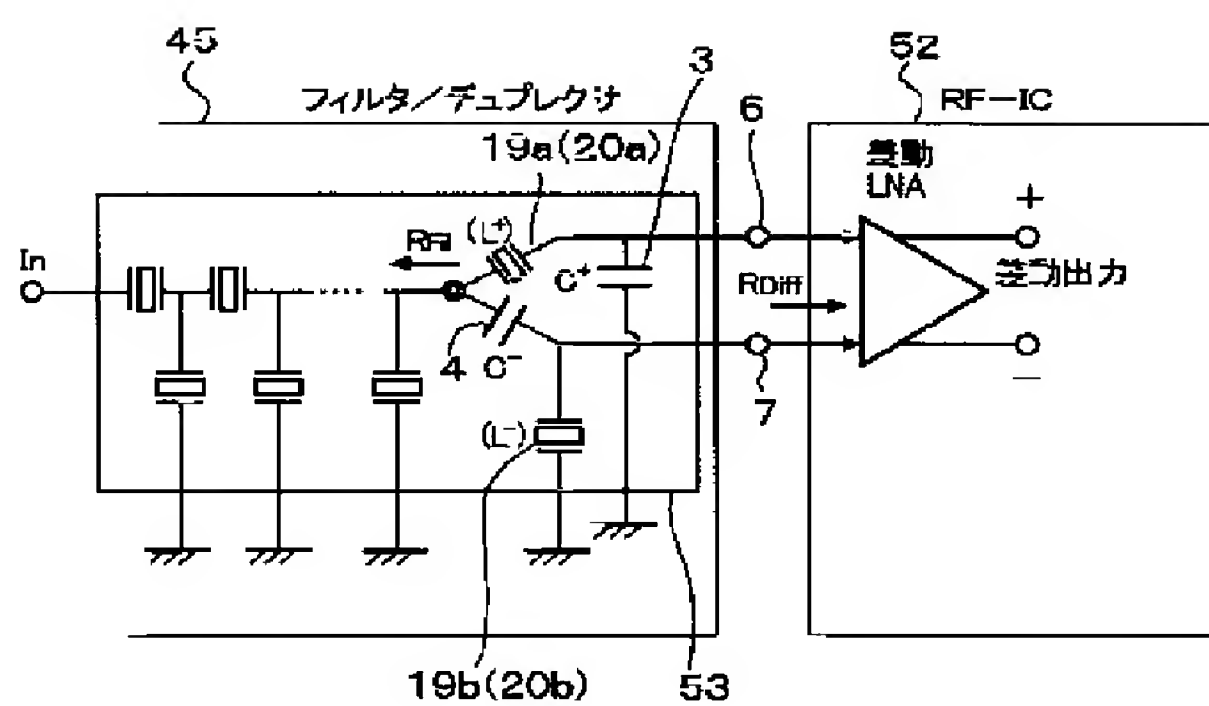
【図6】



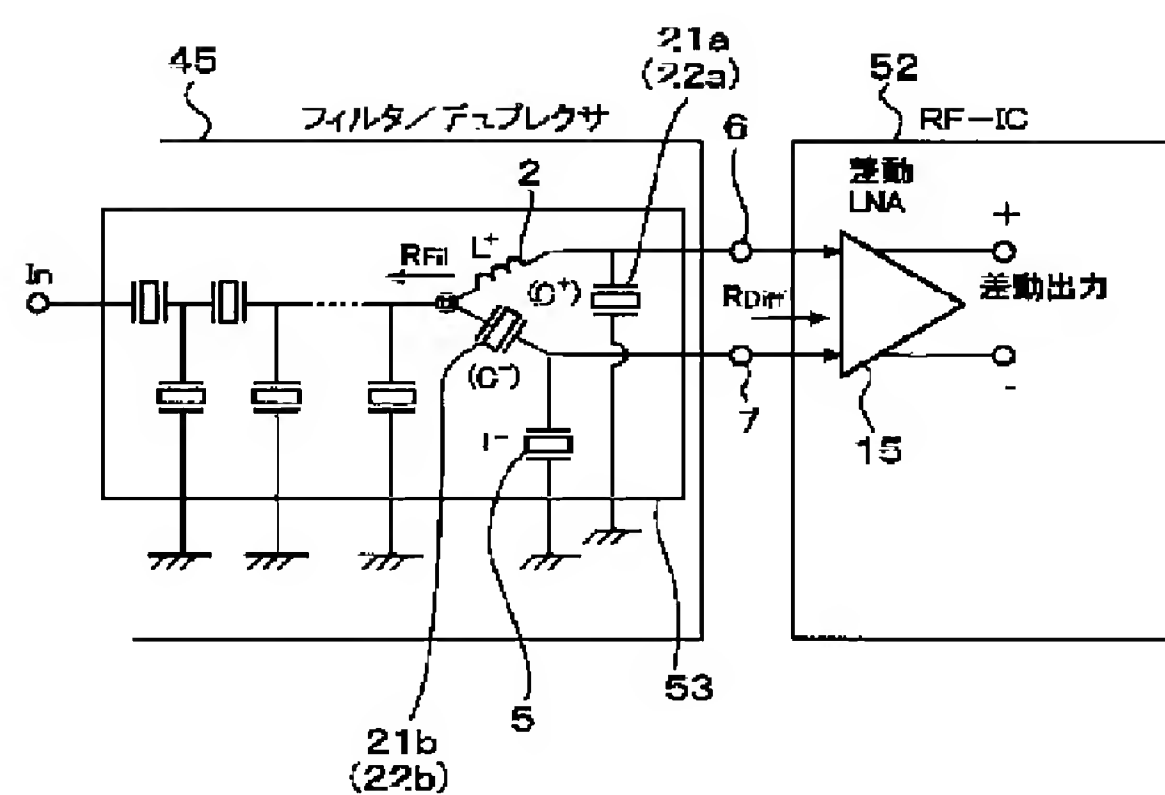
【図15】



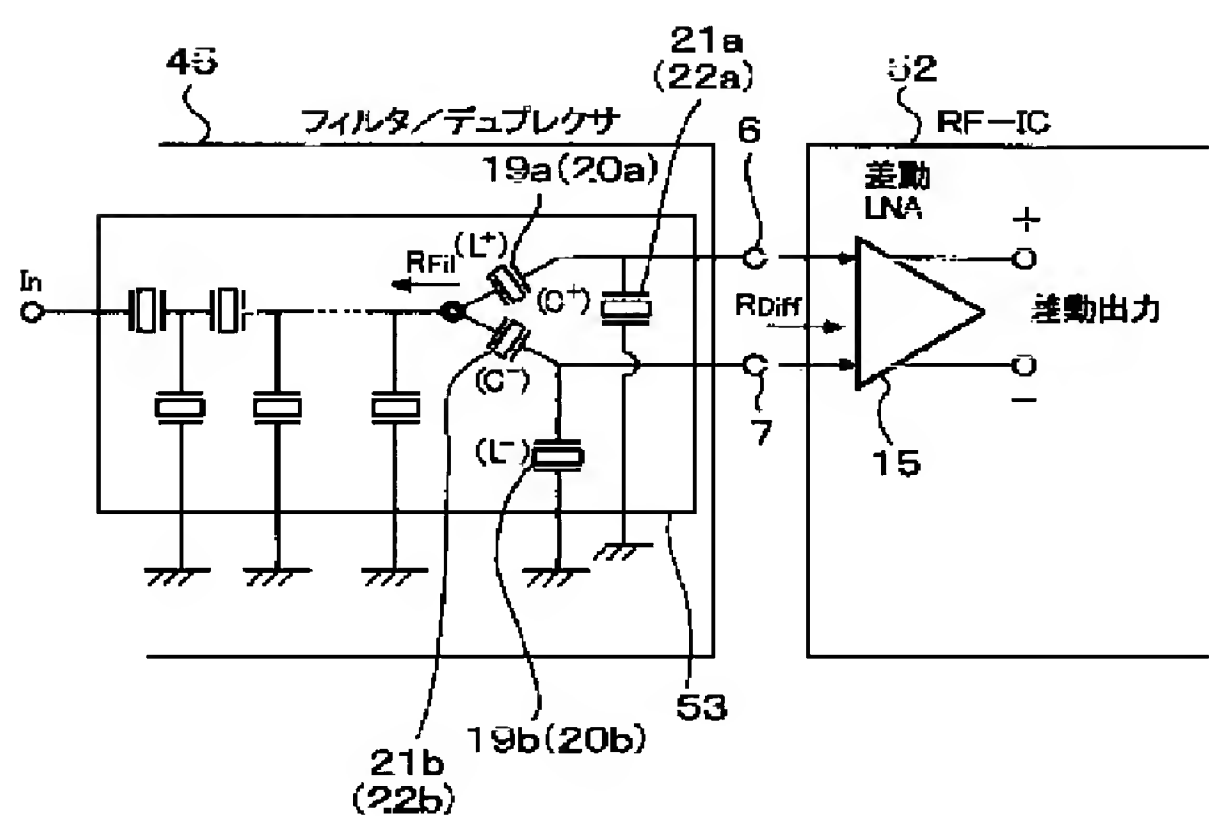
【図7】



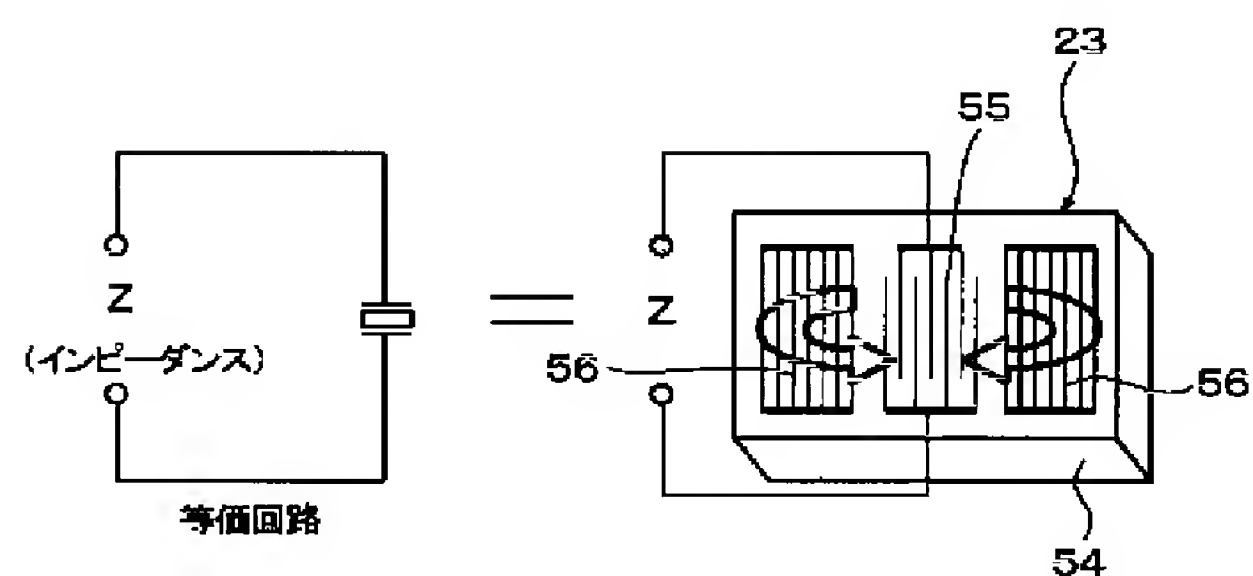
【図8】



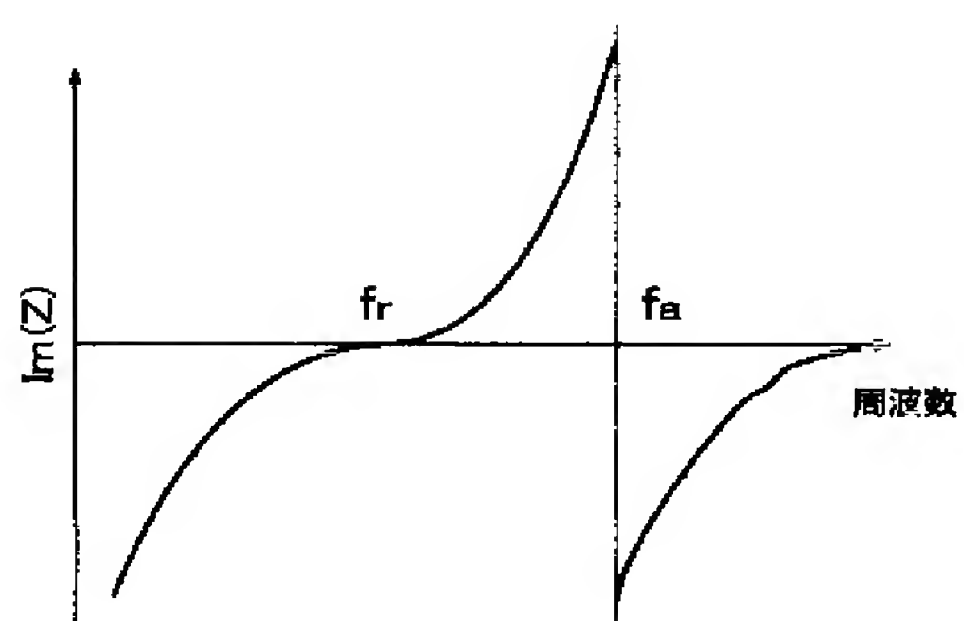
【図9】



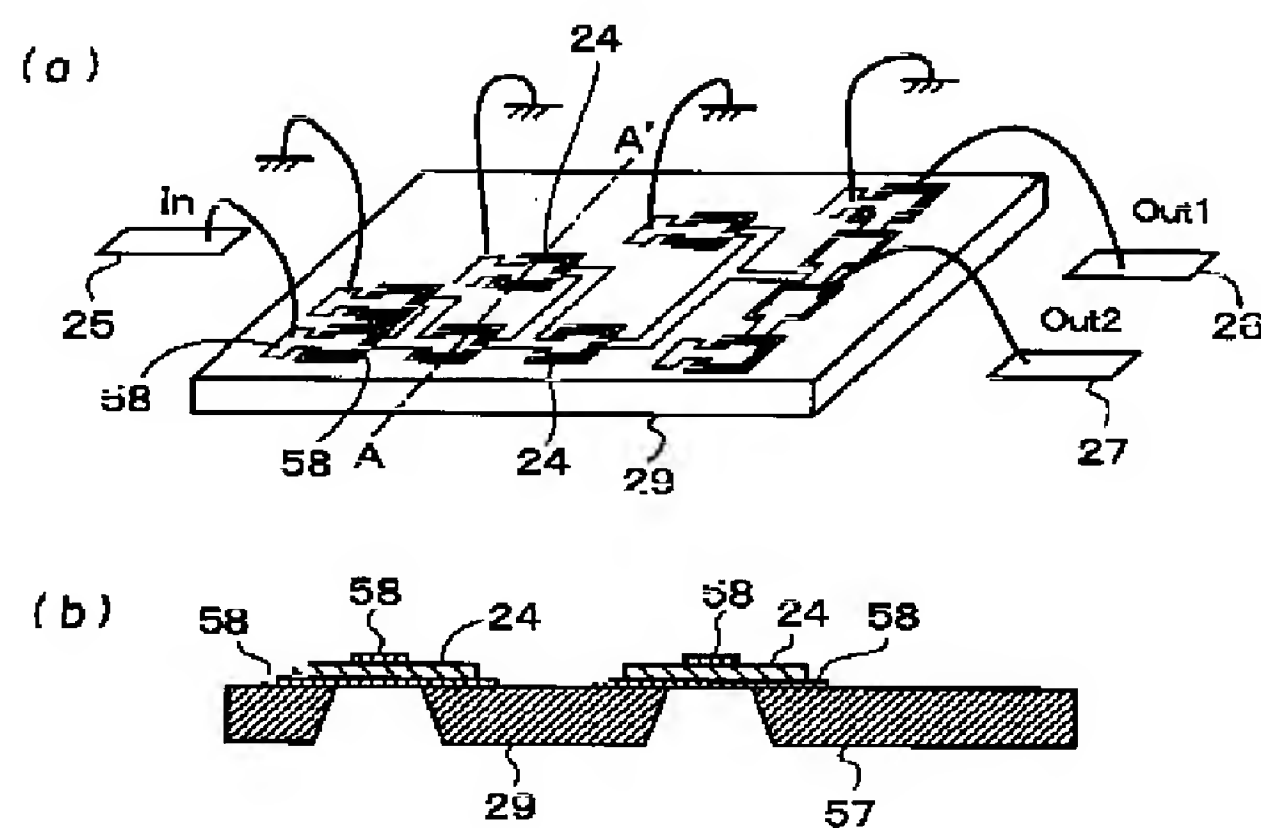
【図10】



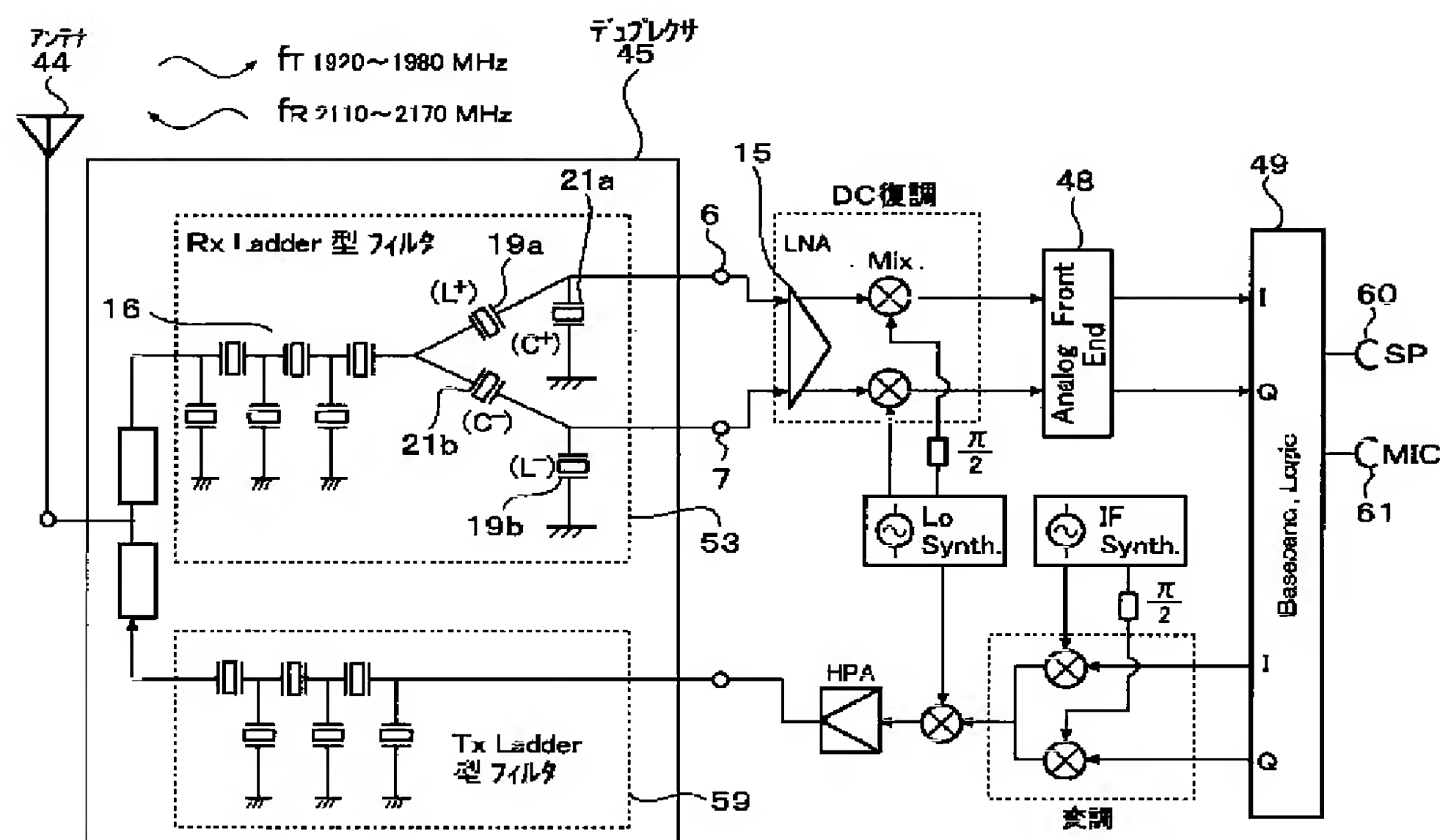
【図12】



【図16】



【図 17】



フロントページの続き

(51)Int.Cl. ⁷ H 0 4 B 1/50	識別記号	F I H 0 4 B 1/50	(参考)
(72)発明者 松浦 尚樹 岩手県水沢市真城字北野 1 番地 株式会社 日立メディアエレクトロニクス内		(72)発明者 松田 茂喜 岩手県水沢市真城字北野 1 番地 株式会社 日立メディアエレクトロニクス内	
(72)発明者 横山 和幸 岩手県水沢市真城字北野 1 番地 株式会社 日立メディアエレクトロニクス内		F ターム(参考) 5J097 AA29 AA33 BB11 BB15 CC01 DD21 KK08 LL03 5K011 DA00 DA21 DA27 JA00	